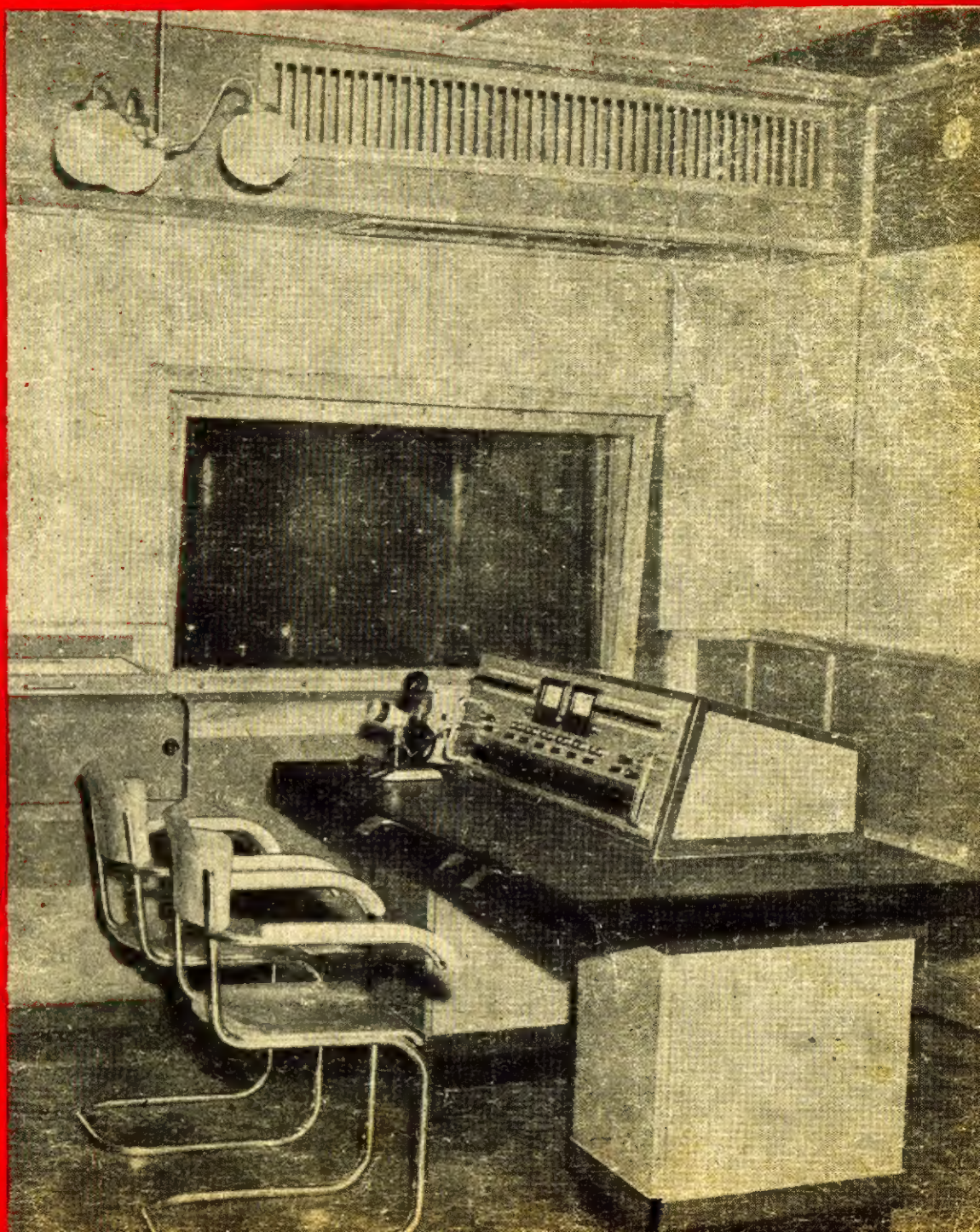
Radioamator

W numerze

- Tranzystorowe wzmacniacze m. cz.
- Odbiornik „Balaton R 656"
- Odbiornik „Orion – D 646"
- Amatorski nadajnik krótkofalowy (dok.)



MARZEC
1958 R.
ROK VIII Nr 3

SPIS TREŚCI

Z KRAJU I ZAGRANICY 1

NOWY SYSTEM MODULACJI JEDNOWSTĘGOWEJ W RADIOFONII 3

INFORMACJE O MOŻLIWOŚCIACH ZAOPATRZENIA SIĘ W SPRZĘT I AKCESORIA RADIOTECHNICZNE — *W.* . . 4

FILTR O WŁAŚCIWOŚCIACH REZONANSOWYCH ZBUDOWANY Z ELEMENTÓW R.C. — *M.R.* 6

TRANZYSTOROWE WZMACNIACZE M.CZ. — inż. *J. JUSTAT* . 10

PRZEGLĄD SCHEMATÓW

ODBIORNIK „BALATON — R656" 14

ODBIORNIK „ORION B646" — *B. KOTIK* 16

UPROSZCZONY SPOSÓB OBLICZANIA NA SUWAKU — *J. DYGAŁA* 16

Z PRASY ZAGRANICZNEJ

ZASTOSOWANIE LAMP ELEKTRONOWYCH W TRANSATLANTYCKIM ŁĄCZU TELEFONICZNYM 18

WYKRYWANIE ZŁÓŻ URANU 19

ELEKTRONOWY WSKAŹNIK E82M — *A. S.* 19

NASI CZYTELNICY PISZĄ 20

ODPOWIEDZI REDAKCJI 21

KF I UKF

AMATORSKI NADAJNIK KRÓTKOFALOWY 70 W (dok.) — *A. JANKOWSKI SP3PJ* 22

TELEWIZJA A OBCIĄŻENIE SIECI ELEKTROENERGETYCZNEJ — inż. *W. TREMBIŃSKI* 25

SYSTEMY TELEWIZYJNE — inż. *J. KRUPSKI* 27

TELEWIZYJNE DX-y — *M. BAUMAN* 29

PORADY 30

ROZWIĄZUJEMY SAMI 31

WYKAZ STACJI RADIOFONICZNYCH (cz. III) 32

Nasza okładka: *Jedna z reżysek w Rozgłośni Polskiego Radia w Warszwaie (fot. Januszewski)*

Miesięcznik RADIOAMATOR — Wydawca: Wydawnictwa Komunikacyjne, Warszawa, ul. Kazimierzowska 52
Redaguje KOMITET REDAKCYJNY. Adres redakcji: Warszawa 1, ul. Nowowiejska 1 tel. 21-34-06

Zamówienia i przedpłaty na prenumeratę przyjmowane są w terminie do dnia 15-go miesiąca poprzedzającego okres prenumeraty przez: Urzędy Pocztowe, listonoszy oraz Oddziały i Delegatury „Ruchu". Można również zamówić prenumeratę dokonując wpłaty na konto PKO Nr 1-6-100020 — Centrala Kolportażu Prasy i Wydawnictw „Ruch" — Warszawa, ul. Srebrna 12.

Cena prenumeraty: kwartalnej zł 15.—, półrocznej zł 30.—, rocznej zł 60.—

Cena prenumeraty zagranicą jest o 40% droższa od ceny podanej wyżej. Przedpłaty na tę prenumeratę przyjmuje na okresy kwartalne, półroczne i roczne Przedsiębiorstwo Kolportażu Wydawnictw Zagranicznych „Ruch" w Warszawie, Wilcza 46 za pośrednictwem PKO — Warszawa konto Nr 1-6-100024.

Egzemplarze zdezaktualizowane można nabywać w sklepie przy ul. Wiejskiej 14 w Warszawie. Zamówienia spoza Warszawy należy kierować do Centrali Kolportażu Prasy i Wydawnictw „Ruch", Warszawa, ul. Srebrna 12.

Nakład 25.000 egz. Ark. 4. Papier druk sat. V kl., 60 g, A0. Podpisano do druku 1.III.58 r. Druk ukończono 9.III.58 r.
Zakł. Graf. RSW „Prasa", Warszawa, Smolna 12. Zam. 223. A-12.

Radioamator

ROK VIII MARZEC 1958 Nr 3

Z kraju i zagranicy

Otwarcie Wrocławskiego Ośrodka Telewizyjnego

Dnia 1 lutego 1958 r. odbyło się uroczyste otwarcie Ośrodka Telewizyjnego zbudowanego na górze Ślęża pod Wrocławiem. Aktu otwarcia dokonał przewodniczący Prezydium Woj. Rady Narodowej mgr Bronisław Ostapczuk, który w imieniu społeczeństwa ziemi wrocławskiej przekazał obiekt do eksploatacji przedstawicielowi Ministerstwa Łączności, wiceministrowi mgr inż. Z. Szpiglerowi.

Mimo niesprzyjających warunków atmosferycznych ośrodek zbudowano w rekordowym czasie. Dnia 11 września ub. r. położono kamień węgielny pod budynek telestacji, a już 5 grudnia oddano pomieszczenie dla nadajników w celu ich instalowania. Gdyby nie opóźnienie w dostawie aparatury oraz trudności montowania masztu i anteny w warunkach zimowych, ośrodek ten zostałby uruchomiony jeszcze w grudniu ub. roku.

Ośrodek — jak wiadomo — został zbudowany z inicjatywy społeczeństwa wrocławskiego, które nie tylko pokryło wydatki związane z budową, ale również zmobilizowało na zakup aparatury, sumę ponad 100 tys. dolarów z premii eksportowych dolnośląskich przedsiębiorstw produkcyjnych.

Inicjatywa budowy ośrodka powstała w gronie entuzjastów telewizji w połowie ubiegłego roku. Dnia 4 czerwca powstał Społeczny Komitet Budowy złożony z przedstawicieli: prezydiów rad narodowych województwa wrocławskiego, większych zakładów przemysłowych oraz przedstawicieli instytucji naukowych, kulturalnych i organizacji społecznych. Na czele komitetu stanął przewodniczący WRN we Wrocławiu — poseł na sejm, Bronisław Ostapczuk, zaś „motorem" budowy był mgr inż. Stefan Rylski, obecny kierownik stacji.

Komitet w porozumieniu z Centr. Zarz. Radiostacji i Telewizji i przy współudziale jego pracowni projektowej przystąpił do realizacji dużego ośrodka telewizyjnego, który miał pokryć swym zasięgiem Dolny Śląsk i łącznie z ośrodkiem katowickim obsłużyć najpoważniejsze zagłębie przemysłowe kraju.

Stacja telewizyjna we Wrocławiu jest wyposażona w nadajnik o mocy 10 kW, pracujący w kanale 12 i dzięki antenie o dużym zysku (150 kW efektywna moc promieniowana) oraz korzystnemu położeniu (góra Ślęża o wysokości 700 m npm) zapewnia dobry odbiór w zasięgu do 130 km, stwarzając możliwość odbioru programów telewizyjnych przez około 2,5 miliona mieszkańców. Stacja nie posiada ośrodka studyjnego, ale transmituje program katowicki (odległość 170 km) specjalnym odbiornikiem zaopatrzonym w system anten kierunkowych. W przyszłości odbiornik ten zostanie zastąpiony linią radiową łączącą Katowice z Wrocławiem.

Budowa Telestacji we Wrocławiu jest przykładem dla innych komitetów społecznych, które w ten sposób mogą odciążyć środki inwestycyjne Państwa i przyśpieszyć pokrycie zasięgiem telewizyjnym obszar naszego kraju.

Dla ilustracji podamy, że koszt budowy ośrodka wyniósł 12 milionów zł oraz 115 000 dolarów, za które zakupiono w firmie Siemens nadajniki telewizyjny i foniczny, antenę, kabel oraz odbiornik retransmisyjny. Środki finansowe krajowe zebrano z funduszów społecznych, dochodów z gry „Liczyrzepka" (6 mln zł) oraz Ministerstwa Łączności (1 mln zł). Środki dewizowe zapewniły kopalnie Wałbrzysko-Noworudzkie, Pafawag Wrocław i Świdnica, Świdnicka Fabryka Urządzeń Przemysłowych i inne większe zakłady.

Szczegóły techniczne ośrodka podamy w jednym z następnych numerów.

Osiągnięcia planowej działalności w zakresie radiofonizacji kraju za rok 1957

W wyniku realizacji zeszłorocznych zadań planowych ustalonych dla służby telekomunikacji resortu łączności — uzyskano w zakresie radiofonizacji dalsze osiągnięcia, których wyrazem jest:

— zbudowanie i oddanie do eksploatacji ok. 40 nowych radiowęzłów terenowych;

— wybudowanie ok. 164 000 nowych instalacji głośnikowych (a więc i uruchomienie tejże ilości nowozałożonych głośników). Z podanej liczby nowych głośników przypada na tereny wiejskie ponad 75 000 szt., a na miasta ponad 88 000 szt.;

— zbudowanie z górą 1500 km par przewodów radiowęzłowych linii przesyłowych;

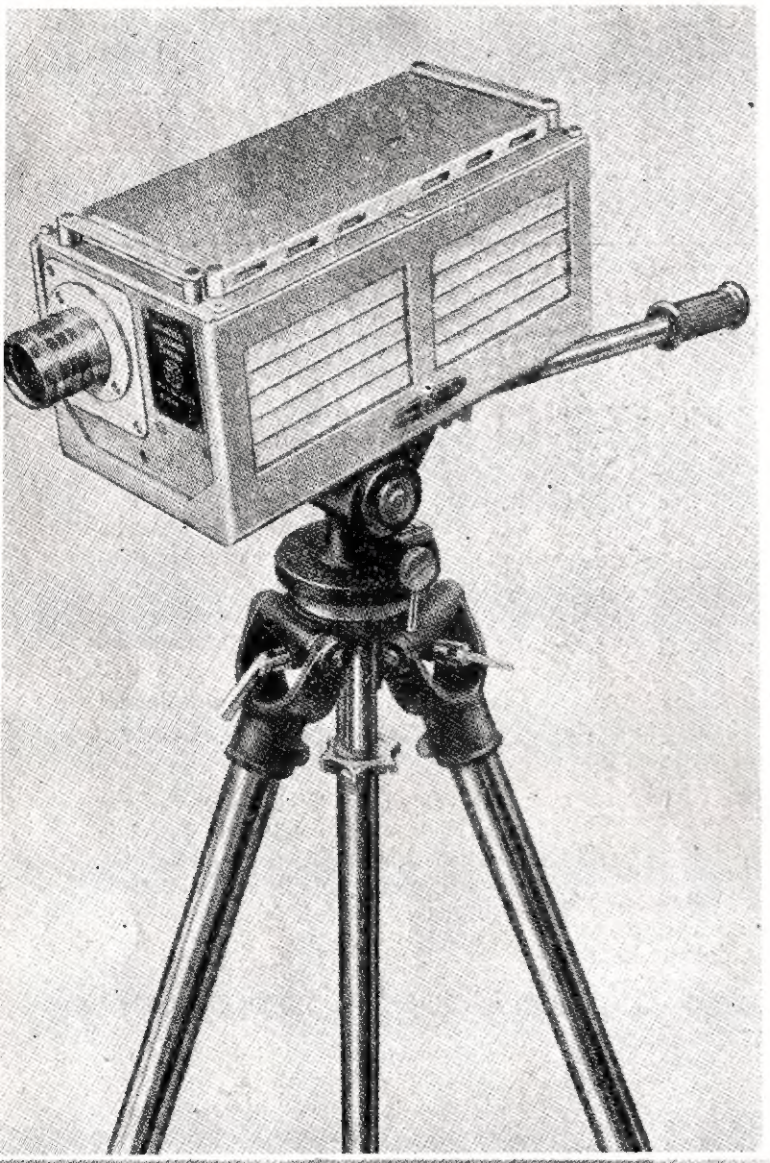
— zradiofonizowano systemem przewodowym dalszych 79 PGR-ów, 6 Spółdzielni Produkc., 289 wsi i 4 miasta;

— przeprowadzono ponad 3300 megafonizacji (na przestrzeniach otwartych i w pomieszczeniach zamkniętych);

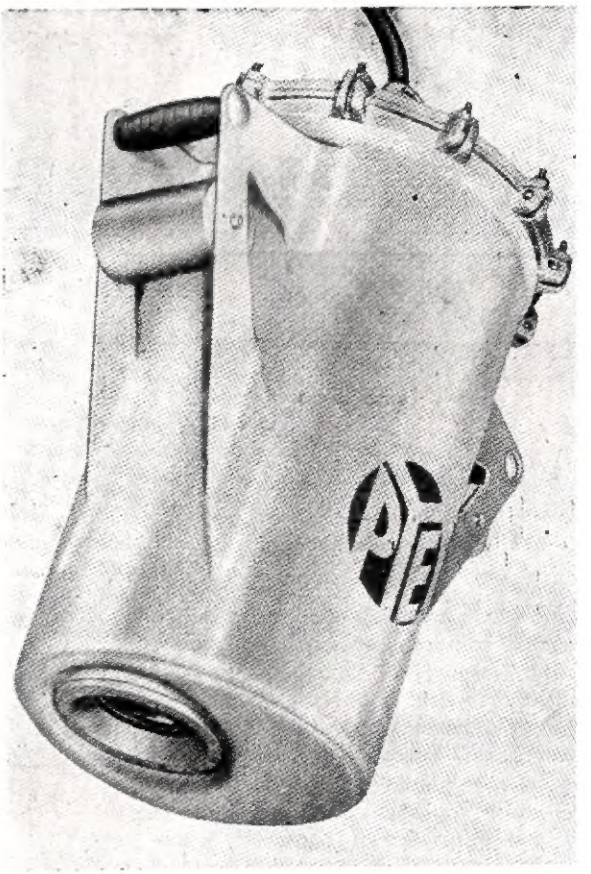
— dokonano w Stacjach Obsługi Radiotechnicznej (SOR) z górą 350 000 napraw sprzętu radiowego oraz ponad 15 000 napraw telewizorów, a prócz tego zainstalowano 5150 odbiorczych anten telewizyjnych.

Obecnie — na 1000 mieszkańców w kraju przypada 54 głośniki radiowęzłowe (nie licząc oczywiście odbiorników radiofonicznych).

Miniaturowa kamera telewizyjna

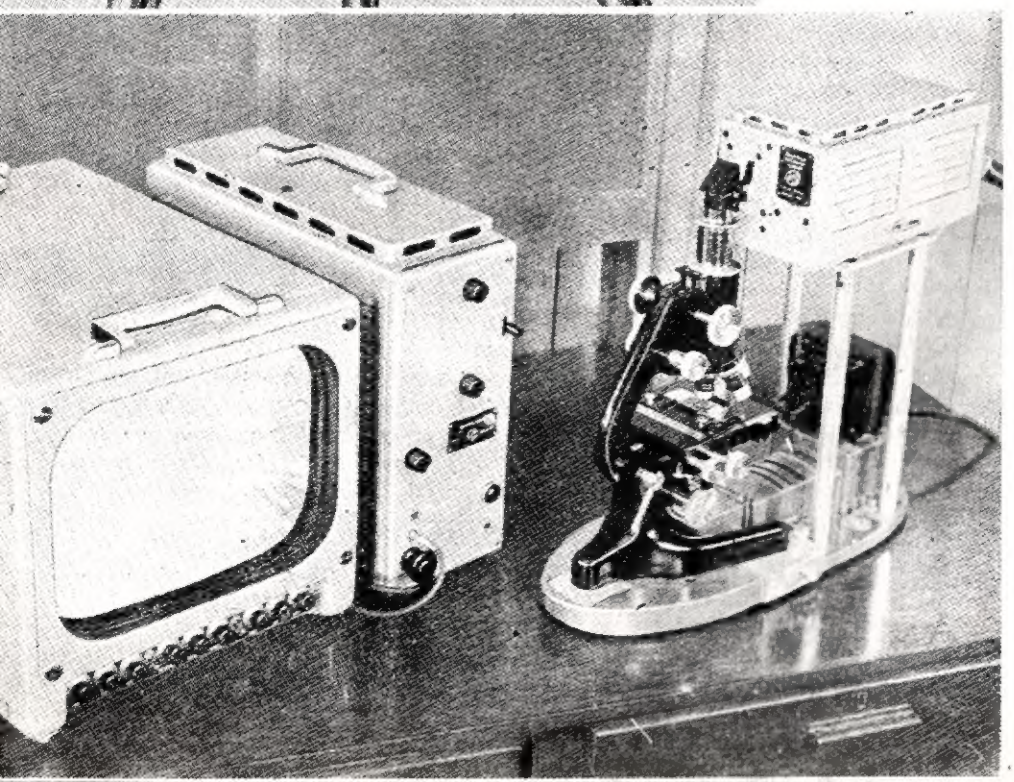


Podwodna kamera telewizyjna



Przeprowadzane na szeroką skalę próby wykorzystania telewizji dla potrzeb przemysłu skierowały wysiłki konstruktorów w kierunku zbudowania stosunkowo niedużej kamery telewizyjnej, zapewniającej wysoką jakość obrazu. Poważnym osiągnięciem w tej dziedzinie może poszczycić się firma PYE Cambridge, która wyprodukowała kamerę telewizyjną wyposażoną w „staticon" — miniaturową lampę analizującą o długości 15,24 cm i średnicy 2,54 cm.

Układy odchylające impulsów synchronizacyjnych i gaszących, wzmacniacz oraz specjalne ruchome urządzenie do skupiania wizji — video focusing z miniaturowym staticonem — mieszczą się w obudowie o wymiarach 13,3 x 13,3 x 26,6 cm. Waga kamery nie przekracza 3,85 kg. Dodatkowy zespół koordynujący pozwala na przeprowadzanie zdalnej kontroli nad optyczną i elektroniczną pracą kamery. Sprzężona za pomocą specjalnego pryzmatu kamera z mikroskopem umożliwia śledzenie na monitorze kontrolnym w kilkudziesięciokrotnym powiększeniu reakcji zachodzących w organizmach żywych.



Jedna z angielskich firm, specjalizująca się od szeregu lat w produkcji nadawczo-odbiorczego sprzętu telewizyjnego, zademonstrowała ostatnio podwodną kamerę telewizyjną. Umieszczono ją w wodoszczelnej, walcowatej obudowie z duralinoxu. Wewnętrzne urządzenie kamery, wagi niespełna 36 kg, wyposażonej w bardzo czuły analizujący ortikon pozwala na przekazywanie video za pomocą dwóch obiektywów, w zależności od życzenia.

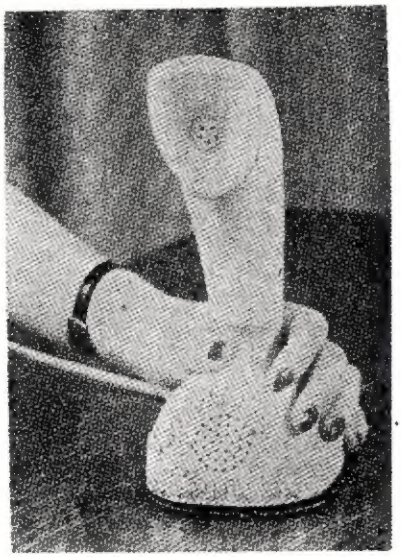
Zarówno odpowiednia konstrukcja, jak i nadzwyczaj elastyczny, wodoszczelny kabel o długości 150 m, umożliwiają przeprowadzanie transmisji z głębokości 100 m, bowiem obudowa kamery wytrzymuje ciśnienie wody 15,5 kg/cm². Wydzielony zespół kontrolny, zawierający kamerę kontrolną, generator impulsów synchronizujących i zasilacz, pozwala na dodatkowe śledzenie obrazu nad powierzchnią wody.

Kieszonkowy odbiornik radiowy

Sony Radio TR 63 — pod taką to nazwą japońska firma Tokyo Tsushin Kogyo Ltd. skonstruowała miniaturowy radioodbiornik. Jest nim 6-tranzystorowy super wyposażony w wewnętrzną ferrytową antenę oraz głośnik dynamiczny o średnicy 56 mm z magnesem trwałym. Źródło zasilania tranzystorów stanowi 9-woltowe suche ogniwo, które wystarcza na przeszło 80 godzin nieprzerwanej pracy. Pod względem czułości i małych wymiarów aparacik ten przewyższa wiele tego rodzaju odbiorników, przy czym odtwarza z dużą siłą i czystością tonu.

Ericofon — aparat telefoniczny - słuchawka

Znana szwedzka firma Ericsson opracowała nowy typ aparatu telefonicznego, który swym zewnętrznym wyglądem przypomina nieco słuchawkę telefoniczną. Aparat ten, oprócz mikrofonu i słuchawki ma w swej podstawie wbudowaną konwencjonalną tarczę numerową, pośrodku której umieszczony jest gumowy przycisk.



Z chwilą uniesienia „słuchawki-aparatu" zwolniony przycisk automatycznie włącza mikrofon, umożliwiając tym samym prowadzenie rozmowy. Aparat wyposażono w łączący go z rozetką sznur, którego początek uformowany jest spiralnie w celu zapobieżenia ewentualnemu poplątaniu. Plastikowa, odpowiednio wystylizowana obudowa aparatu czyni go estetycznym i przyjemnym dla oka.

Nowy system modulacji jednowstęgowej w radiofonii

W poszukiwaniu dróg wiodących do poprawy odbioru w zakresie fal średnich — konstruktorzy od szeregu już lat usiłują opracować system modulacji jednowstęgowej, która ma zapewnić między innymi mniejszą zajętość kanału i umożliwić umieszczenie istniejącej liczby radiostacji bez wzajemnych przeszkód.

Poza tym system modulacji jednowstęgowej zmniejszy efekt fadingu selektywnego oraz poprawi stosunek sygnału do szumu dzięki zwiększeniu efektywnej mocy przypadającej na jedną wstęgę.

W dotychczasowych rozwiązaniach systemu modulacji jednowstęgowej występowały trudności po stronie odbiorczej, ponieważ normalnie stosowane odbiorniki (detekcja liniowa) odbierają modulację jednowstęgową ze zniekształceniem ok. 23%, a przecież nie do pomyślenia jest przerobienie tak dużej liczby eksploatowanych odbiorników.

Bardzo interesujące rozwiązanie opracowano w laboratorium R. Kahna (Nowy Jork). Opracowany tam system pozwala mianowicie na odbieranie emisji jednowstęgowej bez zniekształceń przy użyciu normalnych odbiorników.

Zasadę pracy tego systemu przedstawia rysunek na str. 4.

Konwencjonalny układ modulacji jednowstęgowej z pełną falą nośną modulowany jest sygnałem m.cz. Sygnał jednowstęgowy przechodzi następnie przez ogranicznik przepuszczający do następnych stopni tylko przebieg modulowany fazowo; po wzmocnieniu we wzmacniaczu mocy sygnał jednowstęgowy z modulacją fazy jest powtórnie modulowany amplitudowo sygnałem m.cz. otrzymanym z demodulacji sygnału jednowstęgowego przed ogranicznikiem.

Na wyjściu nadajnika otrzymuje się falę nośną oraz jedną wstęgę, przy czym jest ona tak „zniekształcona", że w efekcie detektor liniowy w odbiorniku po wyprostowaniu odtwarza czysty ton sinusoidalny.

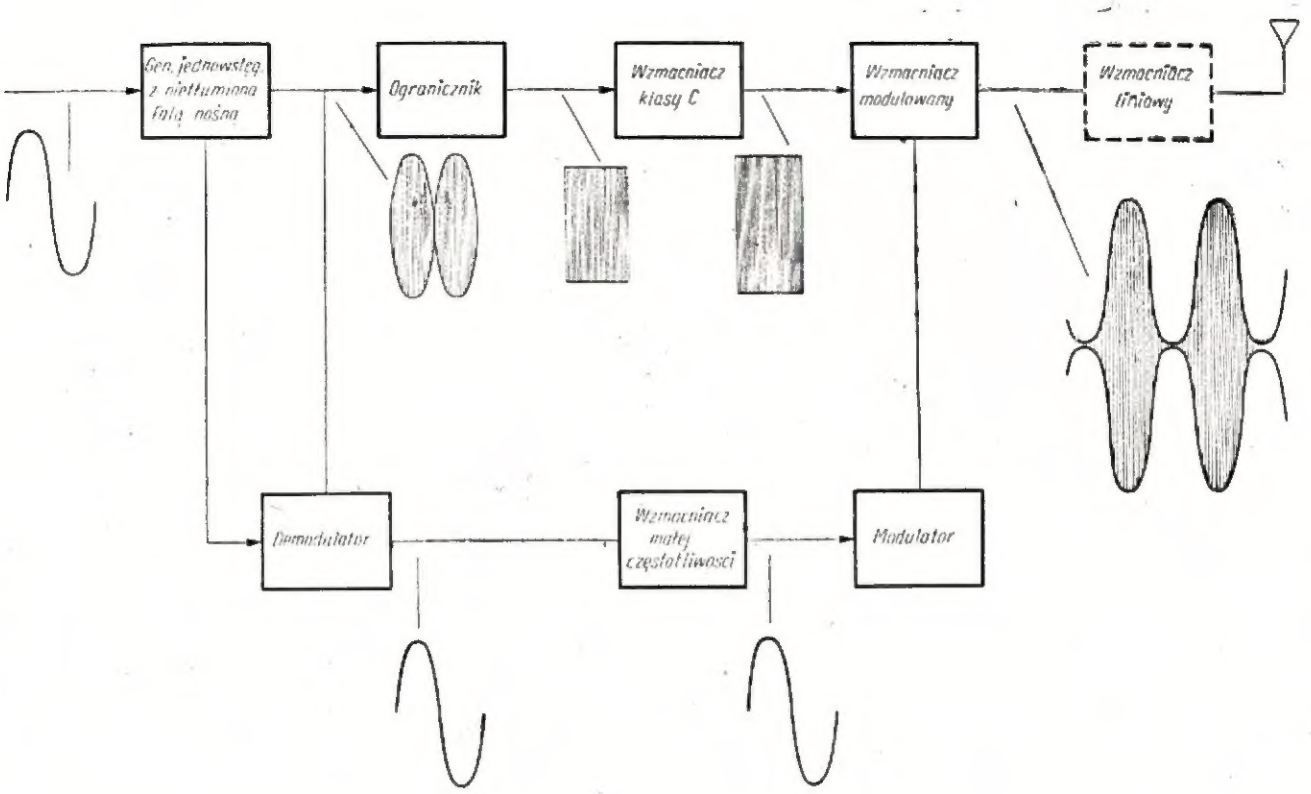
Ponieważ przebieg ma na zewnątrz kształt normalnego sygnału modulowanego dwuwstęgowo, szerokość kanału zajmowanego przez taką emisję jest większa aniżeli dla jednej wstęgi. Mimo to układ wykazuje niewątpliwe zalety, a mianowicie:

— energia jest skoncentrowana w jednej wstędze, dzięki czemu zmniejszone są zakłócenia od stacji pracujących na sąsiednich względnie na wspólnych kanałach.

— zredukowanie zniekształceń wskutek fadingu selektywnego,

— ulega poprawie jakość, ponieważ filtry pośr.cz. w istniejących odbiornikach wykonywane są dla podwójnej wstęgi, obecnie zaś przy nowym systemie jednowstęgowym przepuszczają dwa razy szerszą wstęgę, poprawiając tym odtwarzanie na wszystkich tonach.

Zaprojektowany układ da się łatwo adaptować bez większych zmian w istniejących nadajnikach radiofonicznych, zaś po stronie odbiorczej nie wymaga żadnych przeróbek. Jest on już obecnie praktycznie zastosowany w jednej ze stacji w Nowym Jorku oraz w 1000 kW nadajniku w Monachium.



Informacje o możliwościach zaopatrzenia się w sprzęt i akcesoria radiotechniczne

Spełniając obietnicę opublikowaną w numerze lutowym RADIOAMATORA (notatka w artykule pt. „Nasze sprawy") — zamieszczamy trzy interesujące Czytelników, a szczególnie praktykujących radioamatorów — informacje. Dotyczą one — jak to widać z tytułu niniejszego artykułu — możliwości zaopatrzenia się w różnorodny sprzęt i akcesoria radiotechniczne, wśród których nie brak również atrakcyjnych i poszukiwanych części, czy podzespołów i lamp elektronowych.

A oto szczegóły.

Informacja 1

W zrozumieniu trudnej sytuacji zaopatrzeniowej, w jakiej znajduje się nasz ruch radioamatorski, kierownictwo przedsiębiorstwa państwowego p.n. Zakłady Usług Radiotechnicznych postanowiło uruchomić wyprzedaż pozostającej w jego dyspozycji masy towarowej, obejmującej artykuły branży radiotechnicznej o łącznej wartości kilku milionów złotych. Upłynniając na drodze sprzedaży wolnorynkowej część zapasów materiałowych posiadanych przez terenową sieć uspołecznionego serwisu radiotechnicznego (czyli przez Stacje Obsługi Radiotechnicznej, znane pod nazwą SOR) — Zarząd wymienionych wyżej Zakładów przyczyni się w dużym stopniu do złagodzenia odczuwanych przez praktykujących radioamatorów braków w zaopatrzeniu punktów sprzedaży, a tym samym do ożywienia twórczości w zakresie budowy konstrukcji amatorskich, która przecież jest podstawą rozwoju naszego ruchu radioamatorskiego.

Wspomniana wyprzedaż zostaje powierzona wytypowanym placówkom SOR w miastach wojewódzkich oraz innych większych miastach. W chwili oddawania niniejszej notatki do druku — sprawa wytypowania punktów sprzedaży nie znalazła jeszcze definitywnego rozwiązania, nastąpi to jednak w ciągu najbliższych dni. Dlatego też wykaz placówek SOR upoważnionych do sprzedaży oraz ich adresy będą podane Czytelnikom do wiadomości dopiero w następnym (tj. kwietniowym) numerze. Tymczasem jednak radzimy zainteresowanym (szczególnie zaś radioamatorom indywidualnym, niezrzeszonym), aby na własną rękę i nie zwlekając — zasięgnęli informacji co do wyprzedaży — w placówkach SOR znajdujących się w miastach wojewódzkich i ew. w innych większych miastach. Chodzi bowiem o to, aby się nie dać wyprzedzić różnym kombinatorom, którzy niewątpliwie będą usiłowali wykupić atrakcyjniejsze artykuły, nie tyle dla własnych potrzeb, co dla interesu.

Sprzedaż ma być wolna, bez żadnych ograniczeń, a nabywcami mogą być zarówno osoby prywatne, jak i instytucje państwowe czy spółdzielcze, przy czym pierwszeństwo zakupu zostaje zarezerwowane Lidze Przyjaciół Żołnierza (Zarząd Główny LPŻ w Warszawie na podstawie przesłanych mu specyfikacji materiałów przeznaczonych do upłynnienia i oferty sprzedażnej — powinien określić pulę towarów, jaka ma być zarezerwowana przez Zarząd ZUR dla potrzeb zrzeszonego ruchu radioamatorskiego).

Niezależnie od uruchomionej doraźnie sprzedaży — Zakłady Usług Radiotechnicznych będą się starały w przyszłości — w miarę możliwości i dysponowania zapasami — uruchomić w SOT również sprzedaż części wymiennych i podzespołów do odbiorników telewizyjnych, zarówno produkcji krajowej, jak i z importu.

Tak więc i to posunięcie rozwiąże niejedną trudność napotykaną w praktyce przez użytkowników telewizorów. Zaznacza się jednak, że awizowaną obecnie wyprzedażą doraźną — artykuły branży telewizyjnej nie będą objęte.

A teraz jeszcze kilka słów na temat samego asortymentu materiałów podlegających wyprzedaży. Obejmuje on setki rozmaitych pozycji. Nie sposób ich wszystkich wymienić, ograniczamy się więc tylko do wyszczególnienia niektórych. Oto one:

Lampy elektronowe (m. in. AF3, AF7, EF13, VCL11, RV12P2000, RGN354, RGN2504, 6J5, 6K8, 12SG-7, 12Z8, 12SA7, 6F5, 6F6, KC1, 25Z6, ECC85, 25L6GT).

Odbiorniki radiofoniczne (produkcji krajowej i zagranicznej).

Chassis (do Pioniera, Mazura i in.).

Przystawki magnetofonowe.

Silniczki elektr. do gramofonów.

Transformatory (głośnikowe, sieciowe).

Drut nawojowy (⌀ 0,06, 0,07, 0,08, 0,13, 0,14, 0,18, 0,2, 0,25, 0,28, 0,3, 0,4).

Membrany do głośników.

Rdzenie (ferrokartowe, ferromagnetyczne).

Tarcze napędowe (do odbiorn. Syrena, AGA, Pionier i in.).

Potencjometry (masowe, drutowe).

Filtry pośr. cz.

Kondensatory (rurkowe, mikowe, obrotowe, blokowe, olejowe, elektrolityczne).

Trymery.

Cewki (do odb. Juwel, Hawel, Beethoven, Paganini, Talizman, Orion, Ilmenau, Rytmus, Amati, Undine, Pionier, Syrena, Mazur, AGA, Moskwicz, Stern).

Dławiki; Głośniki; Oporniki; Przełączniki.

Skale (do odb. Tesla, Stolica, Rytmus, Stern i in.).

Słuchawki radiowe.

Igły szafirowe do adaptera.

Przystawki UKF (do odb. Undine, Hawel, Ilmenau).

Linka do skali.

Dla uniknięcia jakichkolwiek nieporozumień czy ewent. pretensji zaznaczamy, że żaden z punktów sprzedaży (SOR) nie będzie dysponował *pełnym asortymentem* wymienionych tu dla przykładu artykułów. Poszczególne SOR będą odsprzedawały to tylko, co posiadają. Jeśli więc dany punkt sprzedaży nie dysponuje np. drutem nawojowym lub przystawkami UKF, to nie znaczy, aby ich nie było w innym punkcie.

Niniejszą informację zamieszczamy na podstawie uzgodnienia z zarządem ZUR, z którym redakcja RADIOAMATORA pozostaje w kontakcie.

Informacja 2

W Warszawie znajdują się dwa sklepy radiowe „Bazary" (jeden przy ul. Nowotki, drugi przy ul. Mokotowskiej), w których można nabywać wybrakowane wyroby branży radiotechnicznej po niskich cenach (np. kondensatorki mikowe od 50 gr do 1 zł za sztukę, papierowe 10 000 pF ÷ ÷ 0,5 μF również w tej cenie; cewki pośr. cz. z kubkami ok. 5 zł). Wady tych wyrobów na ogół nie przeszkadzają w użyciu ich dla potrzeb radioamatorskich, polegają bowiem na nieznacznych uszkodzeniach mechanicznych lub na innych nieco wartościach elektrycznych, odbiegających od dopuszczalnych tolerancji.

Sklepy te dysponują dość dużym asortymentem różnych części (np. transformatory, rdzenie, druty, chassis, cewki, skale itp.). Na specjalną uwagę zasługują lampy. Są nimi egzemplarze wadliwej produkcji krajowej, sprzedawane bez gwarancji. Ceny tych lamp: prostownicze (AZ1, AZ4, UY1N, 6H6, SC3S) oraz typu 2K2M, CO243 itp. — po 6 zł za sztukę, inne jak ECH21, EBL21, EF22, EF21, UCH21, UBL21, 6P3S, 6N8S, 1R5T, 1S5T, 1T4T, 3S4T itp. — po 11 zł. Tego rodzaju lampy wykupują różni kombinatorzy i sprzedają potem po wielokrotnie wyższych cenach. Radioamatorzy powinni zwrócić na to uwagę i zachować ostrożność przy ew. „okazjach" kupna; lampy te mają na balonie oznaczenie „wadliwa".

Poza tym, w Warszawie, przy ul. Mazowieckiej znajduje się sklep firmowy Zakładów Wytwórczych Lamp Elektrycznych, wyposażony w pełny asortyment lamp produkcji krajowej. W sklepie tym wykonują również dokładne pomiary wszelkich parametrów statycznych lamp odbiorczych (prądy, nachylenie charakterystyki). W przypadku, gdy personel sklepu nie jest w stanie wykonać pomiaru jakiegoś parametru, zwraca się do macierzystego zakładu, gdzie istnieją urządzenia do pomiarów dowolnych parametrów.

Pomiary w sklepie firmowym ZWLE są bezpłatne.

(Opracowano na podstawie listu ob. *J. P. z Warszawy*. Nazwisko znane redakcji)

Informacja 3

Zakłady Wytwórcze Przyrządów Pomiarowych A3 uruchomiły w Warszawie, przy ul. Grójeckiej 28/30 sklep nr 1, dysponujący dużym asortymentem przyrządów pomiarowych produkowanych przez krajowy przemysł radiotechniczny. Sklep ten wysyła na żądanie katalog z cennikiem w cenie 4 zł. Katalog obejmuje ponad 1200 różnych przyrządów pomiarowych, od mikroamperomierzy do woltomierzy i amperomierzy elektroenergetycznych na wielkie moce.

W.

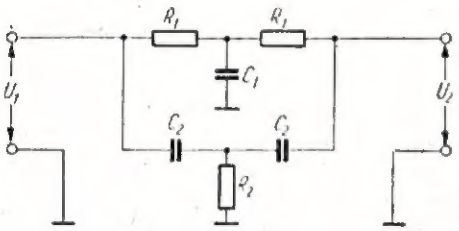
Pogłębiaj swą wiedzę techniczną i podnoś kwalifikacje radioamatorskie poprzez studiowanie literatury fachowej i próbę swych sił w zakresie praktycznego eksperymentowania, a więc: konstruowania, przeróbek, usuwania uszkodzeń, wprowadzania ulepszeń itp.

W czasopismie radioamator znajdziesz niejeden przyczynek i informację na interesujące Cię tematy. Każdy radioamator powinien być czytelnikiem tego miesięcznika i jego korespondentem.

Filtr o właściwościach rezonansowych zbudowany z elementów RC

FILTR, którego układ pokazany jest na rys. 1, składa się z dwóch równolegle połączonych filtrów typu T (asymetrycznych względem ziemi). Górny filtr jest dolnoprzepustowy, tzn. że przepuszcza on częstotliwości w dolnym zakresie częstotliwości, tłumiąc częstotliwości w górnym zakresie, dzięki bocznikującemu działaniu kondensatora C_1. Dolny filtr jest górnoprzepustowy, tzn. że przepuszcza częstotliwości wysokie, a tłumi częstotliwości niskie wskutek zaporowego działania szeregowych pojemności C_2.

Łącząc oba filtry równolegle, można przy odpowiednim doborze elementów R_1, R_2, C_1, C_2 otrzymać filtr pasmowo-zaworowy, tłumiący pewne



Rys. 1

szersze lub węższe pasmo częstotliwości. W ten sposób złożony filtr zachowuje się zatem podobnie jak eliminator rezonansowy zbudowany z równoległego obwodu L, R, C.

Filtry o podobnych właściwościach opisywane były w poprzednich numerach „Radioamatora". Filtr niżej opisany różni się jednak od nich tym, że przy odpowiednim doborze elementów jego zdolność tłumienia pewnej określonej częstotliwości, którą możemy nazwać częstotliwością rezonansową f_r, jest szczególnie duża. Można nawet za pomocą tego filtra uzyskać całkowite wyeliminowanie częstotliwości f_r (tłumienie nieskończenie duże), czego żadnym innym układem nie sposób uczynić. Z tego powodu filtr ten jest szczególnie ciekawy.

Filtry podobnej konstrukcji znalazły duże zastosowanie w technice pomiarowej oraz w różnych układach elektroakustycznych. Są one również stosowane jako korektory charakterystyki przenoszenia w torach m. cz. różnych urządzeń radiofonicznych, np. w odbiornikach radiowych.

Wydaje się więc celowe przeprowadzić analizę pracy takiego filtra w celu dokładniejszego poznania jego właściwości elektrycznych. Konstruktora interesuje przede wszystkim charakterystyka częstotliwości filtra, czyli charakterystyka przenoszenia. Jest to zależność napięcia wyjściowego U_2 od częstotliwości f_1 albo ogólniej: zależność stosunku napięcia wyjściowego U_2 do napięcia wejściowego U_1 w funkcji częstotliwości, czyli

$$\frac{U_2}{U_1} = f(\omega) \qquad (1)$$

oraz oporność wejściowa filtra i przesunięcie fazowe między napięciem wyjściowym a wejściowym, również w funkcji częstotliwości.

Ogólne metody analizy filtrów elektrycznych prowadzą w tym przypadku do bardzo zawiłych i nieprzejrzystych rachunków. Te ostatnie można jednak znacznie uprościć przez zastosowanie metody układów zastępczych i równoważnych.

Pokażemy na tym przykładzie przydatność tej metody i wyprowadzimy reguły, pozwalające dobrać wartości odpowiednich elementów filtra w celu spełnienia założonych warunków pracy.

Układ równoważny czwórnika typu T

Wiadomo, że każdy czwórnik typu T można zawsze zastąpić odpowiednim czwórnikiem równoważnym typu Π (rys. 2 a, b). Ażeby czwórnik Π pokazany na rys. 2 b był równoważny czwórnikowi typu T (rys. 2 a), tzn., aby posiadał te same właściwości elektryczne co czwórnik T, należy dobrać przewodności elementów Y_{12}, Y_{13}, Y_{23} filtra w ten sposób, aby były spełnione następujące zależności:

$$Y_{12} = \frac{Y_1 \cdot Y_2}{Y_1 + Y_2 + Y_3}$$

$$Y_{13} = \frac{Y_1 \cdot Y_3}{Y_1 + Y_2 + Y_3} \qquad (2)$$

$$Y_{23} = \frac{Y_2 \cdot Y_3}{Y_1 + Y_2 + Y_3}$$

W powyższych wzorach Y_1, Y_2, Y_3 oznaczają przewodności elementów czwórnika typu T (rys. 2 a). Stosując powyższe wzory możemy znaleźć równoważny czwórnik typu Π do czwórnika górnego naszego filtra z rys. 1. Czwórnik zastępczy do górnego czwórnika filtra z rys. 1 pokazany jest na rys. 3.

Porównując oznaczenia elementów z rys. 3 z oznaczeniami na rys. 2 a, możemy napisać następujące równości

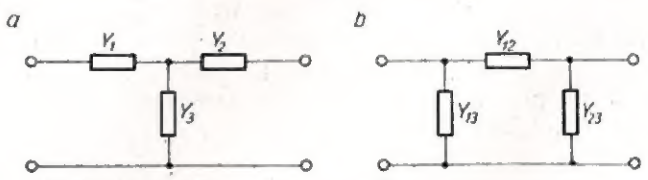
$$Y_1 = \frac{1}{R_1};\quad Y_2 = \frac{1}{R_1};\quad Y_3 = j\omega C_1 \qquad (3)$$

Wobec powyższego, wartości elementów równoważnego czwórnika typu Π będą następujące:

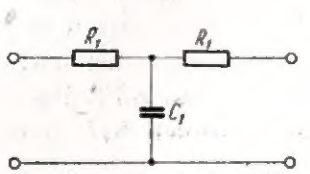
$$Y_{12} = \frac{Y_1 \cdot Y_2}{Y_1 + Y_2 + Y^3} = \frac{\frac{1}{R_1^2}}{\frac{2}{R_1} + j\omega C_1} =$$

$$= \frac{1}{2R_1\left(1 + j\omega\frac{R_1 C_1}{2}\right)} \qquad (4)$$

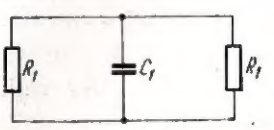
Wartość $\frac{C_1 R_1}{2}$ przedstawia stałą czasu kondensatora C_1 przy zwartych zaciskach wejściowych i wyjściowych czwórnika z rys. 3 (rys. 4).



Rys. 2



Rys. 3



Rys. 4

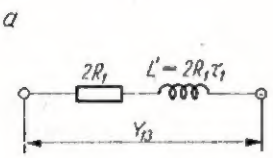
Oporność upływowa kondensatora C_1 na rys. 4 jest równa $\frac{R_1}{2}$, a więc stała czasu kondensatora C_1 jest równa

$$\tau_1 = \frac{C_1 R_1}{2}$$

Wprowadzając powyższą wielkość τ_1 do wzoru (4), możemy napisać

$$Y_{12} = \frac{1}{2R_1(1 + j\omega\tau_1)} \qquad (5)$$

Stąd wynika oporność gałęzi szeregowej czwórnika zastępczego (rys. 5 a)



Rys. 5

$$Z_{12} = \frac{1}{Y_{12}} = 2R_1(1 + j\omega\tau_1) =$$

$$= 2R_1 + j\omega 2R_1\tau_1 \qquad (6)$$

Jak widać, gałąź ta składa się z oporności rzeczywistej $2R_1$ i szeregowo z nią połączonej oporności indukcyjnej: $j\omega 2R_1\tau_1$, co odpowiada indukcyjności

$$L' = 2R_1\tau_1$$

Przewodności równoległe Y_{13} i Y_{23} obliczymy z wzorów (2) następująco:

$$Y_{13} = Y_{23} = \frac{Y_1 \cdot Y_3}{Y_1 + Y_2 + Y^3} =$$

$$= \frac{j\omega\frac{C_1}{R_1}}{\frac{2}{R_1} + j\omega C_1} = \frac{j\omega C_1}{2\left(1 + j\omega\frac{C_1 R_1}{2}\right)}$$

albo

$$Y_{13} = Y_{23} = \frac{j\omega\frac{C_1}{2}}{1 + j\omega\tau_1} \qquad (7)$$

Oporności równoległe, odpowiadające tym przewodnościom, są równe (rys. 5 b)

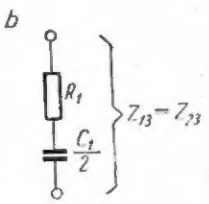
$$Z_{13} = Z_{23} = \frac{1}{Y_{13}} = \frac{1 + j\omega\tau_1}{j\omega\frac{C_1}{2}} \qquad (8)$$

albo

$$Z_{13} = \frac{1}{j\omega\frac{C_1}{2}} + R_1 \qquad (9)$$

Wzór (9) odpowiada szeregowemu połączeniu oporności R_1 z pojemnością $\frac{C_1}{2}$

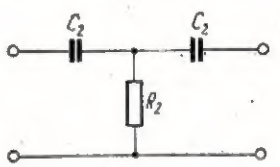
Wobec tego układ zastępczy czwórnika z rys. 3 odpowiada układowi czwórnika typu Π złożonego z elementów pokazanych na rys. 6.



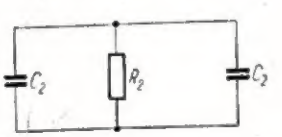
Rys. 6

Podobnie znajdujemy układ zastępczy czwórnika dolnego z rys. 1 (rys. 7). W tym przypadku wartości Y'1, Y'2, Y'3 są następujące:

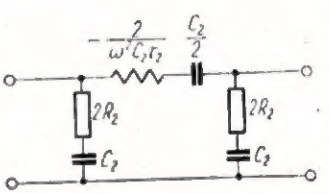
$$Y'_1 = j\omega C_2; \quad Y'_2 = j\omega C_2; \quad Y'_3 = \frac{1}{R_2} \qquad (10)$$



Rys. 7



Rys. 8



Rys. 9

Wobec tego wartości elementów czwórnika zastępczego typu Π oblicza się następująco:

$$Y'_{12} = \frac{Y'_1 \cdot Y'_2}{Y'_1 + Y'_2 + Y'_3} =$$

$$= \frac{-\omega^2 C_2^2}{\frac{1}{R_2} + j\omega 2C_2} = \frac{-\omega^2 C_2^2 R_2}{1 + j\omega 2R_2 C_2} \qquad (11)$$

Wartość $2R_2C_2$ jest stałą czasu czwórnika dolnego z rys. 1, zwartego po obu stronach (rys. 8). Podstawiamy zatem $\tau_2 = 2C_2R_2$

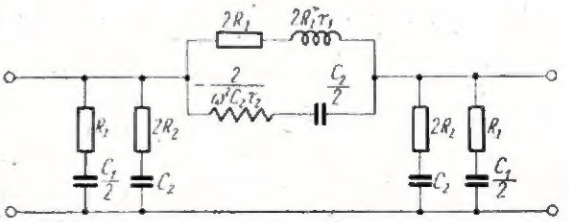
Uwzględniając powyższą równość we wzorze (11), otrzymujemy

$$Y'_{12} = \frac{-\omega^2 R_2 C_2^2}{1 + j\omega\tau_2} = \frac{-\omega\frac{C_2}{2}\cdot\omega\tau_2}{1 + j\omega\tau_2} \qquad (12)$$

co odpowiada oporności gałęzi szeregowej

$$Z'_{12} = \frac{1}{Y'_{12}} = \frac{1 + j\omega\tau_2}{-\frac{\omega C_2}{2}\cdot\omega\tau_2} =$$

$$= -\frac{1}{\frac{\omega C_2}{2}\cdot\omega\tau_2} + \frac{1}{j\omega\frac{C_2}{2}} \qquad (13)$$



Rys. 10

Oporność tej gałęzi składa się z oporności ujemnej $-\frac{1}{\omega^2 \frac{C_1}{2}\tau_2}$ oraz szeregowo z nią połączonej pojemności $\frac{C_2}{2}$ (rys. 9).

Przewodności gałęzi równoległych czwórnika zastępczego są równe:

$$Y'_{13} = Y'_{23} = \frac{Y'_1 \cdot Y'_3}{Y'_1 + Y'_2 + Y'_3} =$$

$$= \frac{j\omega \frac{C_2}{R_2}}{\frac{1}{R_2} + j\omega 2C_2} = \frac{j\omega C_2}{1 + j\omega\tau_2} \qquad (14)$$

stąd

$$Z'_{13} = Z'_{23} = \frac{1}{Y'_{13}} = \frac{1 + j\omega\tau_2}{j\omega C_2} =$$

$$= \frac{1}{j\omega C_2} + 2R_2 \qquad (15)$$

Odpowiada to układowi szeregowo połączonych elementów $2R_2$ i C_2 tak jak pokazuje to rys. 9. Czwórnik zastępczy typu II dla czwórnika dolnego z rys. 1 przedstawi się zatem tak jak na rys. 9. Łącząc oba czwórniki zastępcze typu II z rys. 9 i rys. 4 równolegle, otrzymamy układ zastępczy filtra z rys. 1. Układ ten pokazany jest na rys. 10. Działanie filtra z rys. 10 jest identyczne z działaniem filtra z rys. 1.

Jak widać z rys. 10 — w szeregowej gałęzi filtra znajduje się obwód rezonansowy równoległy, który w przypadku częstotliwości rezonansowej f_r posiada dużą oporność. Częstotliwość f_r będzie przez powyższy filtr silnie tłumiona.

Zobaczmy, jakie warunki muszą być spełnione, aby tłumienie to było możliwie jak największe. W tym celu obliczamy przewodność tego obwodu rezonansowego z wzorów (5) i (11). Otrzymamy:

$$Y = Y_{12} + Y'_{12} = \frac{\frac{1}{2R_1}}{1 + j\omega\tau_1} + \frac{\frac{\omega^2 C_2 \tau_2}{2}}{1 + j\omega\tau_2} \qquad (16)$$

Widać z powyższej równości, że przewodność ta może w pewnych przypadkach być nawet równa zeru. Nastąpi to wówczas, gdy

$$\frac{1}{R_1}(1 + j\omega\tau_2) = \omega^2 C_2 \tau_2 (1 + j\omega\tau_1)$$

albo

$$\frac{1}{R_1} + j\omega\frac{\tau_2}{R_1} = \omega^2 C_2 \tau_2 + j\omega^2 \tau_1 \tau_2 C_2$$

czyli, gdy równocześnie wyrazy rzeczywiste i wyrazy urojone po obu stronach równania będą sobie równe. Tzn., gdy

$$\frac{1}{R_1} = \omega^2 C_2 \tau_2$$

oraz

$$\frac{1}{R_1} = \omega^2 C_2 \tau_1 \qquad (17)$$

Równości powyższe mogą być równocześnie spełnione tylko wówczas, gdy stałe czasu zwarcia obu filtrów będą jednakowe, czyli gdy

$$\boxed{\tau_1 = \tau_2} \qquad (18)$$

Warunek ten musi być spełniony, aby tłumienie filtra było nieskończenie duże dla częstotliwości rezonansowej f_r.

Warunek (18) prowadzi do następującej zależności między elementami filtra:

$$\frac{C_1 R_1}{2} = 2R_2 C_2$$

albo

$$\frac{R_1}{2R_2} = \frac{C_2}{\frac{C_1}{2}} \qquad (19)$$

Celowe jest takie dobranie wartości elementów, aby stosunek ten był równy jedności, czyli:

$$\left.\begin{aligned} R_1 &= 2R_2 \\ C_1 &= 2C_2 \end{aligned}\right\} \qquad (20)$$

albo

$$\left.\begin{aligned} R_2 &= \frac{R_1}{2} \\ C_2 &= \frac{C_1}{2} \end{aligned}\right\} \qquad (21)$$

Przy takim doborze elementów każdy z filtrów równoległych z rys. 1 w jednakowym stopniu obciąża źródło napięcia pracujące na filtr; filtr stanowi więc symetryczne obciążenie źródła względem częstotliwości rezonansowej. W tych optymalnych warunkach pracy częstotliwość rezonansową, dla której oporność filtra jest nieskończenie duża, można wyznaczyć z równania (17):

$$\frac{1}{R_1} = \omega_r^2 \cdot C_2 \tau$$

czyli

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{R_1 C_2 \tau}} \qquad (22)$$

Ponieważ z (20) wynika, że

$$R_1 C_2 = 2R_2 C_2 = \tau$$

wobec tego

$$\boxed{\omega_r = \frac{1}{\tau}}$$

albo

$$\boxed{f_r = \frac{1}{2\pi\tau}} \qquad (23)$$

Zakładając określoną częstotliwość rezonansową f_r, możemy wyznaczyć potrzebną stałą czasu τ dla obu filtrów składowych

$$\tau = \frac{R_1 C_1}{2} = 2R_2 C_2 = \frac{1}{2\pi f_r} \qquad (24)$$

Jeżeli spełnione są warunki (18) i (21), układ zastępczy filtra z rys. 1 przedstawiony na rys. 10 przybierze postać uproszczoną pokazaną na rys. 11. Elementy układu zastępczego wyrażone są w tym optymalnym przypadku za pomocą wartości elementów $R_1 C_1$ filtra górnego z rys. 1.

Jak wynika z rys. 11, filtr pracuje jako filtr pasmowo-zaworowy, przy czym dla częstotliwości rezonansowej f_r (częstotliwości środkowej tłumionego pasma) określonej wzorem (23) tłumienie filtra jest nieskończenie duże.

Charakterystyka częstotliwości filtra

Z rys. 11 łatwo wyrazić stosunek napięcia wyjściowego U_2 filtra pracującego w biegu jałowym do napięcia wejściowego U_1. Mamy bowiem:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{\frac{R_1}{2} + \frac{1}{j\omega C_1}}{\left(\frac{R_1}{2} + \frac{1}{j\omega C_1}\right) + Z} =$$

$$= \frac{\frac{R_1}{2}\left(1 + \frac{1}{j\omega\tau}\right)}{\frac{R_1}{2}\left(1 + \frac{1}{j\omega\tau}\right) + Z} = \frac{\frac{R_1}{2}(1 + j\omega\tau)}{\frac{R_1}{2}(1 + j\omega\tau) + j\omega\tau Z} \qquad (25)$$

W powyższej równości „Z" oznacza oporność obwodu rezonansowego, przewodność którego została wyznaczona wzorem (16)

$$Z = \frac{1}{Y} = \frac{1 + j\omega\tau}{\frac{1}{2R_1} - \frac{\omega^2 C_1 \tau}{4}} = \frac{1 + j\omega\tau}{\frac{1}{2R_1}(1 - \omega^2\tau^2)} \qquad (26)$$

Podstawiając (26) do (25) otrzymamy:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{\frac{R_1}{2}(1 + j\omega\tau)}{\frac{R_1}{2}(1 + j\omega\tau) + \frac{j\omega\tau(1 + j\omega\tau)}{\frac{1}{2R_1}(1 - \omega^2\tau^2)}} =$$

$$= \frac{\frac{R_1}{2}}{\frac{R_1}{2} + \frac{j\omega\tau}{\frac{1}{2R_1} - (1 - \omega^2\tau^2)}}$$

stąd

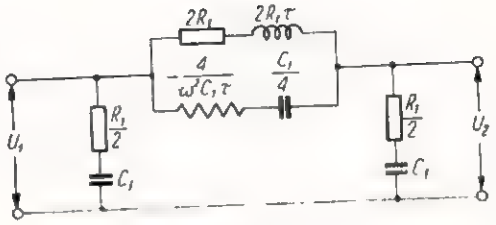
$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1 + 4\frac{j\omega\tau}{1 - \omega^2\tau^2}} \qquad (27)$$

Ostatecznie więc przebieg stosunku $\frac{U_2}{U_1}$ w funkcji częstotliwości można obliczyć dla każdej wartości ω ze wzoru (27), albo ze wzoru przekształconego

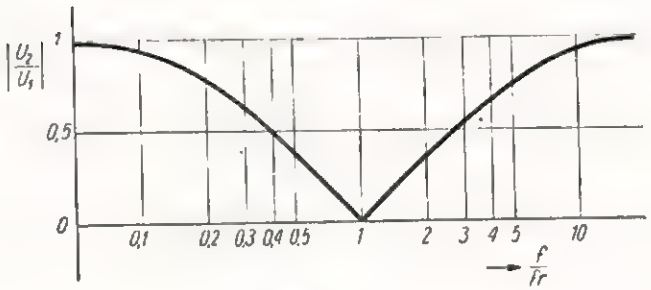
$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1 + j \cdot 4\frac{\left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)^2}} \qquad (28)$$

Podstawiając jeszcze $\frac{\omega}{\omega_r} = \frac{f}{f_r} = x$ jako zmienną niezależną, otrzymamy postać znormalizowaną przebiegu $\frac{U_2}{U_1}$

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1 + j4\frac{x}{1 - x^2}} \qquad (29)$$



Rys. 11



Rys. 12

Stosunek bezwzględnych wartości napięć U_1 i U_2 wyraża się wzorem:

$$\left|\frac{U_2}{U_1}\right| = \frac{1}{\sqrt{1 + 16\frac{x^2}{(1 - x^2)^2}}} \qquad (30)$$

W pobliżu częstotliwości rezonansowej, gdy wartość wyrażenia: $16\frac{x^2}{(1-x^2)^2}$ jest dużo większa od jedności, a więc gdy

$$16\frac{x^2}{(1 - x^2)^2} \gg 1$$

można obliczyć $\left|\frac{U_2}{U_1}\right|$ ze wzoru uproszczonego

$$\left|\frac{U_2}{U_1}\right| = \frac{|1 - x^2|}{4x} = \frac{1}{4}\left|x - \frac{1}{x}\right| \qquad (31)$$

Rysunek 12 przedstawia charakterystykę przenoszenia filtra, obliczoną na podstawie wzorów (30) i (31). Jest to charakterystyka biegu jałowego filtra, to znaczy filtra nie obciążonego po stronie wtórnej.

Jak wynika z wykresu na rys. 12, krzywa tłumienia jest symetryczna względem częstotliwości f_r w skali logarytmicznej. Dla częstotliwości f_r przenoszenie filtra jest równe zeru, czyli tłumienie jest nieskończenie duże. Należy jednak jeszcze raz zaznaczyć, że zachodzi to wówczas, gdy obie stałe czasu filtrów składowych (górnego i dolnego na rys. 1) są sobie równe, czyli gdy $\tau_1 = \tau_2 = \tau$. Jeżeli warunek ten nie jest spełniony, krzywa przenoszenia filtra wykazuje w punkcie $f = f_r$ pewne minimum niedochodzące do zera i tym bardziej płaskie, im bardziej się różnią od siebie stałe czasu τ_1 i τ_2.

Przesunięcie fazowe między napięciem wyjściowym a wejściowym filtra

Ze wzoru (28) wynika, że kąt fazowy między napięciem U_2 i napięciem U_1 jest równy:

$$\varphi = \arg\frac{U_2}{U_1} = -\operatorname{arc\,tg}\frac{4x}{1 - x_2} \qquad (32)$$

φ — oznacza przesunięcie fazowe amplitudy napięcia U_2 względem napięcia U_1. Kąt ten jest ujemny w zakresie częstotliwości f mniejszych od częstotliwości rezonansowej, czyli dla $f < f_r$. W tym zakresie bowiem $x < 1$. W zakresie częstotliwości większych od częstotliwości rezonansowej $f > f_r$, czyli dla $x > 1$, kąt φ jest dodatni.

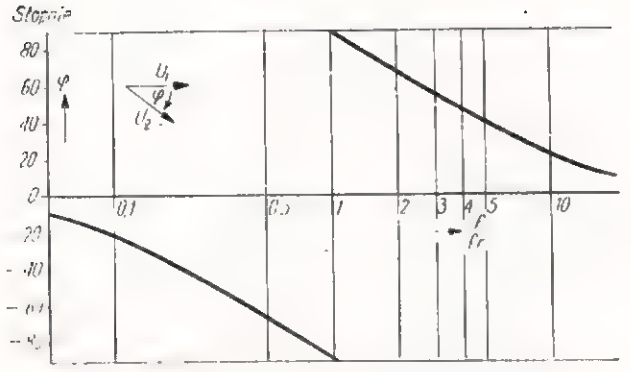
W punkcie $f = f_r$ następuje przeskok kąta fazowego φ z wartości $-90°$ do wartości $+90°$, podobnie jak przy obwodzie rezonansowym równoległym

Dla $x = 0$ $(f = 0)$ i dla $x = \infty$ $(f = \infty)$ kąt φ jest równy zeru.

Przebieg kąta fazowego φ, z częstotliwością pokazany jest na wykresie (rys. 13).

Oporność wejściowa filtra

Z rys. 11, przedstawiającego układ zastępczy filtra wynika, że o obciążeniu źródła, do którego przyłączony jest filtr, decyduje przede wszystkim oporność $\frac{R_1}{2}$ i pojemność C_1.



Dla $f = 0$, czyli dla prądu stałego oporność wejściowa filtra, nie obciążonego na drugim końcu, czyli pracującego w biegu jałowym, jest nieskończenie duża. Natomiast dla $f = \infty$ oporność wejściowa składa się z równolegle połączonych oporności $\frac{R_1}{2}$ czyli równa jest $\frac{R_1}{4}$, a więc

$$Z_0 = \infty$$

$$Z_\infty = \frac{R_1}{4}$$

Dla częstotliwości rezonansowej, czyli dla $f = f_r$, szeregowy obwód rezonansowy na rys. 11 posiada oporność nieskończenie dużą. Obciążeniem dla źródła jest jedynie gałąź oporności $\frac{R_1}{2}$ i C_1. Dla częstotliwości rezonansowej mamy

$$\frac{1}{j\omega_r C_1} = \frac{R_1 C_1}{j \cdot 2 C_1} = -j\frac{R_1}{2}$$

Wobec tego oporność wejściowa filtra dla $f = f_r$ jest równa

$$Z_{rez} = \frac{R_1}{2}(1 - j)$$

stąd

$$Z_{rez} = \frac{R_1}{2}\sqrt{2} \simeq 0{,}7 \cdot R_1$$

Oporność wejściowa filtra przebiega zatem przy zmianie częstotliwości od 0 do ∞, od nieskończoności do zera poprzez wartość $0{,}7\,R_1$, którą osiąga przy $f = f_r$. W całym zakresie częstotliwości oporność wejściowa filtra ma charakter pojemnościowy, przy czym kąt fazowy maleje z częstotliwością do zera.

W warunkach rezonansu kąt fazowy oporności wejściowej wynosi —45°. Szczegół ten należy mieć na uwadze przy projektowaniu urządzeń współpracujących z wyżej opisanym filtrem.

M. R.

Inż. Janusz Justat

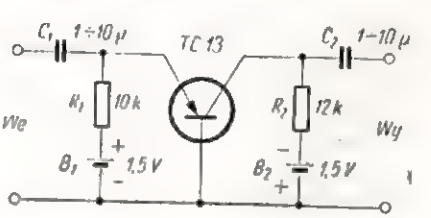
Tranzystorowe wzmacniacze m. cz.

OMÓWIONE tu zostaną zagadnienia związane z tranzystorowymi wzmacniaczami „małych sygnałów" [1]). Krótko zostaną opisane wzmacniacze w układzie ze wspólną bazą i wspólnym kolektorem, a bardziej szczegółowo wzmacniacz pracujący w układzie ze wspólnym emiterem. Przy rozważaniu wzmacniacza ze wspólnym emiterem omówione będą rodzaje sprzężenia dwu stopni oraz sposoby przybliżonego obliczania właściwości tego rodzaju układów.

Wzmacniacz tranzystorowy w układzie ze wspólną bazą

Wzmacniacz w tym układzie pokaznany jest na rys. 1. Zastosowano tutaj tranzystor krajowy *TC 13*. Sygnał wejściowy doprowadzony jest do obszaru emiter-baza poprzez człon R_1 C_1. Opornik R_1 ustala prąd płynący w obwodzie emitera. Prąd emitera w układzie z rys. 1 jest rzędu 0,15 mA, co zresztą wynika z prawa Ohma. Oporność przejścia emiter-baza jest rzędu $20 \div 30\ \Omega$, nie odgrywa więc żadnej roli.

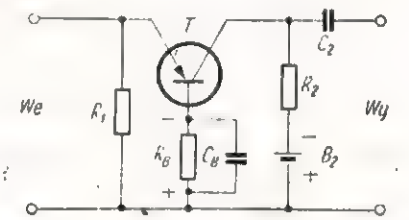
Napięcie pomiędzy bazą i emiterem jest rzędu 0,1 V. W obwodzie wyjściowym (kolektora) umieszczona jest oporność obciążenia R_2 i bateria B_2 zasilająca obwód kolektora. Napięcie wyjściowe powstające na oporności R_2 dostarczane jest do następnego stopnia poprzez kondensator sprzęgający C_2. Zarówno C_1 jak i C_2 mają dosyć dużą wartość: $1 \div 10$ μF. Stosowanie tak dużych wartości jest konieczne dla prawidłowego odtwarzania niskich tonów, ponieważ w odróżnieniu od wzmacniaczy lampowych oporność wejściowa jest niewielka, rzędu kilku kiloomów. Oczywiście, kondensator C_2 musi mieć tylko wtedy dużą pojemność, gdy oporność wejściowa następnego stopnia jest mała. Sytuację polepsza fakt, że napięcie pracy tych kondensatorów jest małe, wobec czego można zachować małe wymiary tych elementów. Kondensatory przeznaczone specjalnie do układów tranzystorowych wykonywane są jako elektrolityczne i posiadają istotnie małe wymiary.



Rys. 1. Wzmacniacz w układzie ze wspólną bazą

Wadą układu z rys. 1 jest konieczność stosowania dwu baterii, oddzielnie dla obwodu kolektora i emitera.

Układ pokazany na rys. 2 nie wykazuje tej niedogodności dzięki opornikowi R_B umieszczonemu w obwodzie bazy. Prąd płynący przez ten opornik powoduje powstanie spadku napięcia, które służy do polaryzacji emitera. Na-

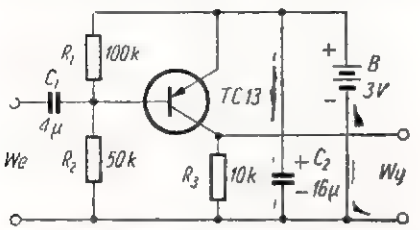


Rys. 2. Wzmacniacz w układzie ze wspólną bazą z jednym źródłem zasilającym

pięcie to może się przedostać do emitera przez opornik R_1 lub przez zaciski wejściowe, jeżeli dołączone jest do nich np. uzwojenie wtórne jakiegoś transformatora. Oczywiście, opornik bazy powinien być zablokowany kondensatorem, w przeciwnym bowiem razie będzie powodował powstawanie ujemnego sprzężenia zwrotnego.

Wzmacniacz tranzystorowy ze wspólnym kolektorem (W.K.)

Praktyczny układ jednostopniowy wzmacniacza tego typu pokazano na rys. 3. Sygnał wejściowy dołączany jest poprzez kondensator sprzęgający C_1 pomiędzy bazę i kolektor. Na schemacie widać wprawdzie, że sygnał wejściowy przyłożony jest pomiędzy masę i bazę, jednak dla prądów zmiennych kolektor jest zwarty z masą poprzez kondensator C_2. Sygnał wyjściowy odbierany jest pomiędzy emiterem i masą.

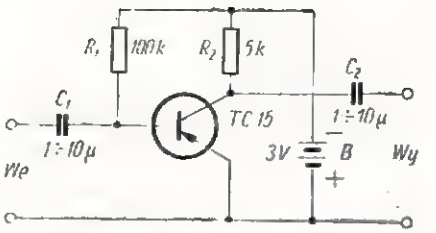


Rys. 3. Wzmacniacz w układzie ze wspólnym kolektorem

Już w artykule pt. „Tranzystory" (nr 2/58) była mowa o tym, że układ W. K. odznacza się dużą opornością wejściową, a małą wyjściową. Układ na rys. 2 ma oporność wejściową rzędu 50 kΩ, a wyjściową — około 100 Ω. Wzmocnienie napięciowe, podobnie jak we wszystkich tego typu wzmacniaczach jest mniejsze od jedności. Wzmocnienie prądowe wynosi około 15. Warto jeszcze przypomnieć, że częstotliwość graniczna tego układu jest znacznie mniejsza niż we wzmacniaczach ze wspólną bazą.

Wzmacniacz tranzystorowy w układzie ze wspólnym emiterem (W.E.)

O wiele bardziej rozpowszechniony, niż obydwa poprzednie jest wzmacniacz pracujący w układzie ze wspólnym emiterem. Jego schemat ideowy pokazany jest na rys. 4. W tym układzie można uzyskać największe wzmocnienie napięciowe i największe wzmocnienie mocy, trzeba jednak pamiętać, że zniekształcenia, jakie on daje, są większe niż dla wzmacniacza ze wspólną bazą. Dzięki jednak przewadze zalet — jest on stosowany niemal wyłącznie we wzmacniaczach m. cz.



Rys. 4. Wzmacniacz w układzie ze wspólnym emiterem

W układzie użyto tranzystora *TC 15* zapewniającego duże wzmocnienie. Można oczywiście użyć także tranzystora *TC 13*, jednak uzyskiwane wzmocnienie będzie wówczas mniejsze.

Dosyć ważną cechą układu jest możliwość zasilania obwodów emitera i kolektora wspólną baterią. Wzmocnienie napięciowe uzyskiwane przez układ jest rzędu 50, a prądowe około 20.

a) Sprzężenie międzystopniowe

W większości przypadków wzmocnienie uzyskane przez jeden stopień wzmocnienia jest zbyt małe, wobec czego konieczne jest zastosowanie dwu lub więcej stopni. Wzmocnienie mocy uzyskane przez tranzystor zależne jest od dopasowania oporności źródła i oporności obciążenia. Oporność wejściowa tranzystora powinna być równa oporności wewnętrznej źródła dostarczającego napięcie. Z drugiej strony — oporność wyjściowa tranzystora powinna być równa oporności obciążenia. W tych warunkach uzyskuje się optymalne wzmocnienie mocy.

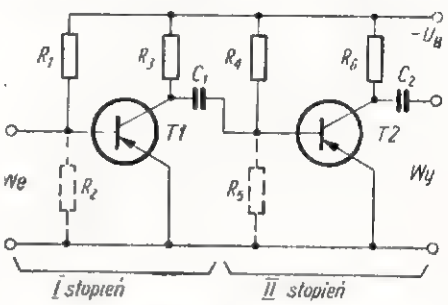
Z powyższego wynika, że w przypadku kilkustopniowego wzmacniacza, oporność wyjściowa jednego stopnia powinna być równa oporności wejściowej następnego stopnia. Należy teraz zastanowić się, w jakim stopniu warunek ten może być spełniony we wzmacniaczu z tranzystorami.

Przede wszystkim należy ustalić wielkość oporności wejściowej i wyjściowej tranzystora w układzie ze wspólnym emiterem. Obliczenia te zostaną przeprowadzone przykładowo dla tranzystora *TC 13*.

W karcie katalogowej tego tranzystora podane są następujące wartości parametrów h: $h'_{11} = 1000\ \Omega$, $h'_{22} \leq 60\ \mu S$; można więc przyjąć np. $h'_{22} = 50\ \mu S$. h'_{11} podaje oporność wejściową tranzystora pod warunkiem, że obwód wyjściowy tranzystora jest zwarty dla prądu zmienego. h'_{22} określa przewodność wyjściową przy założeniu, że obwód wejściowy jest otwarty dla prądu zmiennego. Podane parametry odnoszą się do układu ze wspólnym emiterem. Oporność wejściowa w przypadku, gdy obwód wyjściowy nie jest zwarty, mało się różni od wartości h'_{11}. Podobnie przewodność wyjściowa tranzystora przy obwodzie wejściowym zamkniętym określoną opornością mało się różni od wartości h'_{22}. Można więc przyjąć w przybliżeniu

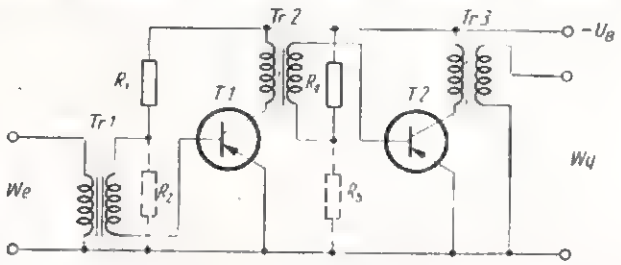
$$r_{we} \approx h'_{11} = 1000\ \Omega, \quad r_{wy} \approx \frac{1}{h'_{22}} = 20\ k\Omega$$

Ponieważ wartości te zależą od punktu pracy, tzn. od napięć i prądów zasilających, są one aktualne dla napięć i prądów, przy których zostały zmierzone. Parametry podane w katalogu mierzone są przy: $U_K = -6$ V oraz $I_K = -1$ mA.



Rys. 5. Wzmacniacz ze sprzężeniem oporowo-pojemnościowym

Ponieważ oporność wejściowa stopnia r_{we} jest około 20-krotnie mniejsza od oporności wyjściowej r_{wy} — dopasowanie dwu stopni jest dosyć trudne. Na rys. 5 i 6 pokazano dwa najczęściej stosowane rozwiązania sprzężenia między stopniami. Oporniki R_1 (R_4) i R_2 (R_5) w układzie z rys. 5 są duże w porównaniu z opornością wejściową tranzystora, nie zmniejszają więc praktycznie oporności wejściowej stopnia. Natomiast opornik obciążenia pierwszego stopnia R_3 jest bocznikowany



Rys. 6. Wzmacniacz ze sprzężeniem transformatorowym

przez oporność wejściową następnego stopnia, tj. około 1000 Ω. Niezależnie od tego jak duży byłby opornik obciążenia R_3, wypadkowa oporność obciążenia tranzystora T_2 będzie mniejsza od 1000 Ω, czyli oporności wejściowej następnego stopnia. Niecelowe jest więc stosowanie oporności większych niż 5 ÷ 10 kΩ. Istnieją dwie możliwości uniknięcia niedopasowania pomiędzy 20 kΩ i 1000 Ω.

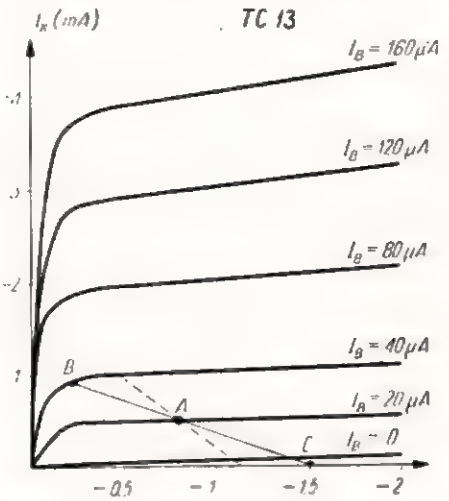
Pierwszą możliwością byłoby włączenie szeregowego opornika pomiędzy kondensator sprzęgający C_1 i bazę tranzystora T_2. Wzrośnie wtedy oporność wejściowa II stopnia wzmocnienia. W większości przypadków jednak — strata mocy w dołączanym oporniku szeregowym przewyższa zysk pochodzący z dobrego dopasowania pomiędzy stopniami. W niektórych przypadkach stosowanie takiego opornika jest jednak celowe z innych względów, o których będzie mowa przy rozpatrywaniu wzmacniaczy „dużych sygnałów".

Drugi sposób rozwiązania trudności związanych z dopasowaniem między stopniami pokazuje rys. 6. Sprzężenie transformatorowe umożliwia uzyskanie właściwego dopasowania. Rozwiązanie to ma jednak szereg wad natury ekonomicznej i technicznej: wyższy koszt, duży ciężar, olbrzymie w porównaniu z tranzystorem wymiary dostępnych u nas transformatorów. Wszystko to utrudnia stosowanie tego rozwiązania w urządzeniach przenośnych. Transformator sprzęgający ma szczególnie duże wymiary, jeżeli wymagane jest dobre przenoszenie małych częstotliwości. Oczywiście, i sprzężenie *RC* pokazane na rys. 5 jest zależne od częstotliwości; zbyt mały kondensator C_1 i C_2 przedstawia dużą oporność dla najmniejszych częstotliwości przenoszonego pasma. Przy oporności wejściowej stopnia 1000 Ω potrzebny jest kondensator sprzęgający rzędu kilku mikrofaradów. Specjalny niskowoltowy kondensator elektrolityczny o takiej pojemności ma wielkość 0,25-watowego opornika i odpowiednio mały ciężar. W praktycznych układach spotyka się niemal wyłącznie sprzężenie międzystopniowe typu oporowo-pojemnościowego:

Sprzężenie transformatorowe będzie omówione dokładnie przy rozważaniu wzmacniaczy „dużych sygnałów", tak że tu można się ograniczyć do wzmacniaczy ze sprzężeniem *RC*.

b) Punkt pracy

Problem dopasowania wiąże się ściśle z punktem pracy tranzystora, ponieważ wartości współczynników charakterystycznych zależą od wielkości napięcia i prądu zasilania. Rys. 7 przedstawia charakterystykę $I_K = f(U_{KE})$. Aby po-



Rys. 7. Charakterystyka $I_k = f(U_{KE})$ IB const

bór mocy z baterii zasilającej był możliwie jak najmniejszy, należy przyjąć możliwie małe napięcie zasilające i mały prąd kolektora. Można przyjąć napięcie zasilające $U_B = 1{,}5$ V, dostarczane przez jedno ogniwo baterii. Napięcie to określa początkowy punkt prostej obciążenia *BC*. Zakładając, że napięcie na wejściu wzmacniacza nie przekroczy wartości 1 mV i przyjmując oporność wejściową wzmacniacza 1000 Ω, otrzymamy na podstawie prawa Ohma wartość prądu płynącego w obwodzie bazy 1 μA. Prąd ten jest tak mały, że na charakterystyce nie da się go zaznaczyć. Widać wyraźnie, że chodzi tu o typowy wzmacniacz „małych sygnałów". Można by więc przyjąć bardzo małą wartość prądu kolektora i prądu bazy, pamiętając jednak, że tranzystor jest wrażliwy na temperaturę. Średni prąd I'_{KO} tranzystora *TC 13* przy temperaturze otoczenia 20°C wynosi około 200 μA, ale już przy temperaturze 40°C prąd ten może osiągnąć wartość 1 mA.

Poza tym należy wziąć pod uwagę rozrzut parametrów poszczególnych egzemplarzy. Ze względu na te właściwości tranzystorów nie jest celowe przyjmować prąd kolektora poniżej 0,5 mA. Prąd bazy w tym punkcie pracy będzie miał wartość 20 μA.

Poniżej napięcia kolektora 0,2 ÷ 0,3 V charakterystyki tranzystora wyraźnie się zaginają. Napięcie kolektora w punkcie pracy musi więc być większe od tych wartości. Uwzględniając omawiane poprzednio zagadnienia, można przyjąć następujący punkt pracy *A* tranzystora:

$$I_K = -0{,}5 \text{ mA} \quad U_{KE} = -0{,}8 \text{ V}$$
$$I_B = 20 \text{ μA}$$

Wrysowana w charakterystykę prosta pracy odpowiada oporności obciążenia $R_3 = 1500$ Ω. Oporność ta jednak jest bocznikowana opornością wejściową następnego stopnia $r_{we} = 1000$ Ω. Rzeczywista oporność obciążenia tranzystora T_1 będzie:

$$R'_3 \cong \frac{R_3 \cdot R_{we}}{R_3 + R_{we}} =$$

$$= \frac{1{,}5 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^3}{1{,}5 \cdot 10^3 + 1 \cdot 10^3} = 600 \ \Omega$$

Prosta obciążenia odpowiadająca tej oporności zaznaczona jest w polu charakterystyki linią przerywaną.

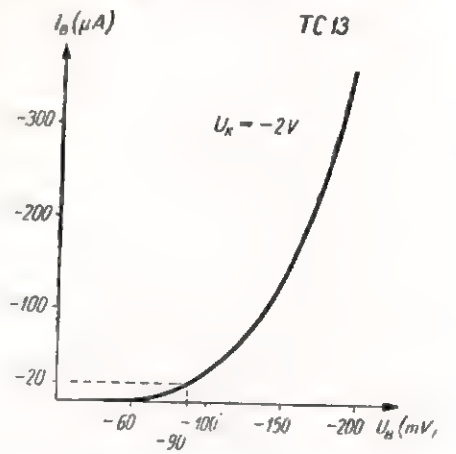
Przy obliczaniu rzeczywistej oporności obciążenia R'_3 przyjęto oporność wejściową tranzystora $r_{we} = 1000$ Ω. Nie jest to zupełnie ściśle, ponieważ oporność tę obliczono na podstawie parametrów mierzonych w innym punkcie pracy. W rzeczywistości jednak parametr h_{11} bardzo mało zależy od napięcia kolektora, tak więc przy tym obliczeniu błąd jest nieznaczny i nie ma praktycznego znaczenia, szczególnie jeżeli pamięta się o rozrzucie parametrów pomiędzy poszczególnymi egzemplarzami tranzystorów, które czynią wszystkie obliczenia raczej orientacyjnymi.

Do obliczenia pozostał jeszcze opornik R_1, który oblicza się według następującego wzoru:

$$R_1 \cong \frac{U_B - U_{BE}}{I_B} =$$

$$= \frac{1{,}5 \text{ V} - 0{,}09 \text{ V}}{20 \cdot 10^{-6} \text{ A}} = 70 \text{ kΩ}$$

Wartość napięcia pomiędzy bazą i emiterem U_{BE} dla danego prądu bazy I_B odczytuje się z charakterystyki $U_{BE} = f(I_B)$, która dla tranzystora *TC 13* pokazana jest na rys. 8.



Rys. 8. Charakterystyka $I_B = f(U_{BE})$ U_{KE} const

Wzór do obliczenia R_1 stanie się zupełnie zrozumiały po podkreśleniu, że opornik ten służy do ustalenia wielkości prądu bazy.

c) Obliczanie wzmocnienia

Mówiąc o wielkości wzmocnienia wzmacniacza tranzystorowego należy rozumieć, że chodzi tu zawsze o wzmocnienie mocy. Wzmocnienie to można obliczyć, posługując się charakterystykami w sposób podany w poprzednim artykule. W przypadku wzmacniacza „małych sygnałów" metoda ta jest niewygodna, ponieważ w grę wchodzą bardzo małe wartości napięć i prądów. Konieczne byłoby przerysowanie części obszaru charakterystyk w odpowiednio powiększonej skali. Wzmocnienie mocy znacznie łatwiej można obliczyć posługując się wartościami prądów i oporności. Dla odróżnienia od wartości dotyczących prądu stałego, oporności dynamiczne oraz prądy i napięcia zmienne oznaczone będą małymi literami.

Moc pobierana przez obwód wejściowy stopnia:

$$P_{we} = i_B^2 \cdot r_{we}$$

Moc na wyjściu tranzystora:

$$P_{wy} = i_k^2 \cdot \frac{r_{we} \cdot R_3}{r_{we} + R_3}$$

Moc pobierana przez obwód wejściowy następnego stopnia:

$$P_{we}^{II} = i_k^2 \cdot \frac{r_{we} \cdot R_3}{r_{we} + R_3} \cdot \frac{R_3}{r_{we} + R_3}$$

ponadto

$$k_i = \frac{i_k}{i_B} \approx h'_{21}$$

stąd obliczamy wzmocnienie mocy [1]

$$k'_p = \frac{P_{we}^{II}}{P_{we}} = k_i^2 \left(\frac{R_3}{r_{we} + R_3} \right)^2$$

W omawianym konkretnym przypadku

$$k_p = (25)^2 \cdot \left(\frac{1{,}5 \cdot 10^3}{1 \cdot 10^3 + 1{,}5 \cdot 10^3} \right)^2 =$$

$$= 225 \sim 23 \text{ db}$$

$k_i \frac{500\ \mu A}{20\ \mu A} = 25$ obliczono z charakterystyki na rys. 7.

W stopniu końcowym wzmacniacza małych sygnałów można spotkać się z pewnymi trudnościami, gdyby punkt pracy tranzystora był dobrany tak samo jak dla pierwszego stopnia wzmocnienia. Dla przekonania się o tym warto przeprowadzić proste obliczenia: w omówionym wyżej przykładzie obliczeniowym występowały następujące dane:

napięcie wejściowe $U_{we} = 1$ mV, $r_{we} \doteq 1000\ \Omega$ moc, na wejściu wzmacniacza

$$P_{we} = \frac{U_{we}^2}{r_{we}} = \frac{(1 \cdot 10^{-3})^2}{1 \cdot 10^3}$$

$$P_{we} = 1 \cdot 10^{-9}\ \text{W}$$

Wzmocnienie mocy jednego stopnia $k_p = 225$.

Jeżeli zastosowany będzie wzmacniacz 3-stopniowy, to ogólne wzmocnienie mocy będzie

$$k_p^3 = (225)^3 \approx 11{,}5 \cdot 10^6 \sim 70\ \text{dB},$$

stąd moc na wyjściu wzmacniacza

$$P_{wy} = P_{we} \cdot k_p^3 = 1 \cdot 10^{-9} \cdot 11{,}5 \cdot 10^6$$

$$P_{wy} = 11{,}5 \cdot 10^{-3}\ \text{W}.$$

Przy takiej mocy wyjściowej prąd płynący przez opornik obciążenia $R'3 = 600$

$$i_{h'_3} = \sqrt{\frac{P_{wy}}{R'_3}} = \sqrt{\frac{11{,}5 \cdot 10^{-3}}{0{,}6 \cdot 10^3}} =$$

$$= 4{,}4\ \text{mA}.$$

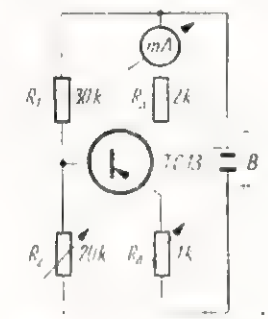
Wystarczy teraz spojrzeć na rys. 7, aby przekonać się, że tranzystor w trzecim stopniu będzie silnie przesterowany. Aby tego uniknąć, należałoby przesunąć punkt pracy A w kierunku większych prądów.

Należałoby także zwiększyć napięcie zasilania. Projektowanie takiego stopnia wzmocnienia należałoby przeprowadzić tak jak dla wzmacniacza dużych sygnałów.

d) Stabilizacja

Jak już powiedziano, punkt pracy tranzystora może ulec przesunięciu wskutek zmiany temperatury lub przy wymianie tranzystora na inny egzemplarz. Dla uniknięcia tych nieprzyjemnych zjawisk stosowane są rozmaite układy stabilizujące. Tego rodzaju prosty układ pokazany jest na rys. 9. Zasada jego działania jest dosyć prosta. Dzielnik napięcia z opornikami R_1 i R_2 ustala wzajemne przedpięcie bazy. R_3 jest opornością obciążenia, a R_4 opornikiem stabilizującym. Miliamperomierz mierzący prąd kolektora pozwala sprawdzić działanie układu. Jeżeli z jakichkolwiek powodów wzrośnie prąd kolektora, zwiększy się spadek napięcia na oporności R_4, a więc emiter stanie się bardziej ujemny. Ponieważ napięcie bazy dzięki dzielnikowi R_1, R_2 nie zmieniło się, zmalało napięcie pomiędzy bazą i emiterem, co jest równoznaczne ze spadkiem prądu kolektora. Dla sprawdzenia można wykonać proste doświadczenie.

Opornikami R_2 i R_4 ustalamy prąd kolektora na 1 mA. Następnie należy ogrzać tranzystor do temperatury 40—45°C, np. przez zanurzenie w kąpieli wodnej lub olejowej. Po kilku próbach okaże się, że przy odpowiednio dobranym stosunku oporności R_2 i R_4 prąd kolektora nie będzie się prawie zmieniał. Także wymiana tranzystora na inny tego samego typu nie spowoduje większych zmian punktu pracy.



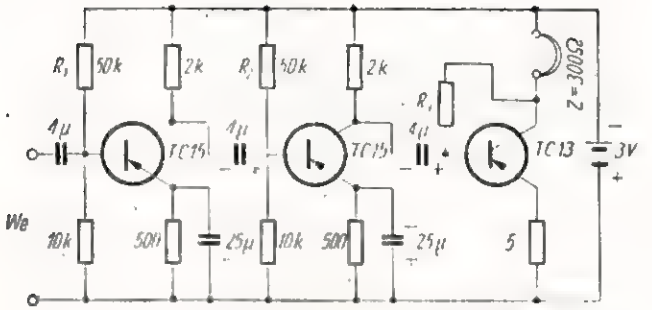
Rys. 9. **Układ wzmacniacza ze stabilizacją**

Układ stabilizacyjny z rys. 9 można nieco uprościć przez usunięcie opornika R_2, jednak jego właściwości stabilizacyjne będą nieco gorsze.

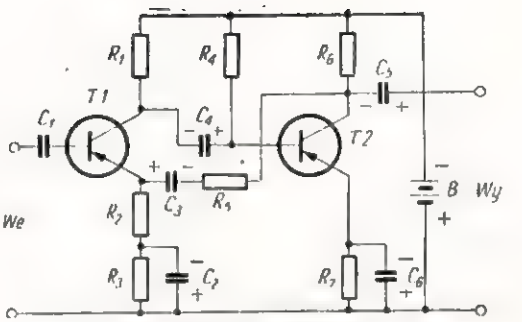
Rys. 10 przedstawia układ wzmacniacza tranzystorowego ze słuchawką na wyjściu. Impedancja słuchawki powinna wynosić 200 ÷ 500 Ω. Wielkość oporności R_1, R_2 i R_3 może być nieco inna dla różnych egzemplarzy tranzystorów, dlatego przy uruchamianiu układu należy stosować w miejsce tych oporników potencjometry, a dopiero po dobraniu właściwych warunków pracy wymienić je na odpowiednie oporniki. Oporność wejściowa tego wzmacniacza jest rzędu 2 kΩ.

e) Ujemne sprzężenie zwrotne

Podobnie jak w przypadku wzmacniaczy z lampami elektronowymi korzystne jest stosowanie ujemnego sprzężenia zwrotnego we wzmacniaczach tranzystorowych. Ujemne sprzężenie zwiększa stabilność wielkości wzmocnienia, zmniejsza zniekształcenia, zwiększa oporność wejściową wzmacniacza oraz powoduje, że własności układu są w mniejszym stopniu uzależnione od różnic parametrów tranzystorów. Ta ostatnia zaleta ma szczególne znaczenie ze względu na duże rozrzuty parametrów. Pewną wadą ujemnego sprzężenia zwrotnego jest nieco mniejsze wzmocnienie, jakie można osiągnąć. Najprostszym sposo-



Rys. 10. Trzystopniowy wzmacniacz tranzystorowy



Rys. 11. Wzmacniacz tranzystorowy o ujemnym sprzężeniu zwrotnym

bem uzyskania ujemnego sprzężenia zwrotnego jest odłączenie kondensatora elektrolitycznego, który blokuje opornik stabilizujący w obwodzie emitera. (Elektrolity 25 µF na rys. 10).

Układ z ujemnym sprzężeniem zwrotnym obejmującym dwa stopnie pokazany jest na rys. 11. Gałąź sprzężenia zwrotnego łączy obwód kolektora tranzystora T_2 z obwodem emitera tranzystora T_1. W skład tej gałęzi wchodzą oporniki R_2 i R_5 oraz kondensator C_3. R_2 jest potrzebny dla wprowadzenia napięcia o fazie odwróconej o 180° do obwodu emitera.

W układach tranzystorowych konieczna jest pewna ostrożność przy stosowaniu sprzężenia zwrotnego z tego powodu, że przy wyższych częstotliwościach akustycznych występuje już w samym tranzystorze znaczne przesunięcie fazy wzmacnianego sygnału. Może to spowodować powstanie oscylacji w układzie. Zjawisko to nie występuje w lampach elektronowych przy częstotliwościach akustycznych.

[1]) Co oznacza termin „małe sygnały", wyjaśniono w artykule pt. „Tranzystory" (RADIOAMATOR nr 2/1958) — *przyp. aut.*

[2]) Wzmocnienia mocy k'_p nie należy mylić ze wzmocnieniem mocy w obrębie jednego stopnia $k_p = \frac{P_{wy}}{P_{we}}$ — *przyp. aut.*

PRZEGLĄD SCHEMATÓW

UKAZAŁY SIĘ w sprzedaży sprowadzone w ramach importu dwa typy odbiorników produkcji węgierskiej wytwórni „Orion". Oto ich krótkie opisy.

Odbiornik »BALATON - R 656«

JEST TO aparat średniej klasy, ale z szeregiem udoskonaleń cechujących aparaty wysokiej klasy. Przedstawia on 6-lampową, 6-obwodową superheterodynę pracującą z lampami typu „noval". Dostosowany jest do odbioru programów nadawanych systemem AM. Ma wbudowaną antenę ferrytową do odbioru fal średnich i długich oraz rozciągany pasmowo zakres fal krótkich.

Dane techniczne

Lampy: ECH81, 2 × EBF80, EL84, EZ80, EM4, (EM80)

Zakresy fal:

krótkie I: 16—50 m,
krótkie II: 50—150 m,
średnie: 187—576 m,
długie: 900—2000 m.

Głośnik: kształtu eliptycznego — permanent.
Pobór mocy: około 30 W; zasilanie z sieci prądu zmiennego 110, 120, 150, 220, 240 V.
Wymiary: 500 mm × 480 mm × 250 mm.
Ciężar: 10,5 kg.

Na wejściu odbiornika wmontowany jest kondensator 40 pF i cewka L_1 na częstotliwość pośrednią.

Obwody wejściowe do odbioru fal średnich i długich są nawinięte na pałeczce z ferrytu i tworzą tzw. antenę ferrytową.

Obwody heterodyny dla zakresów fal krótkich I, krótkich II i średnich mają sprzężenie indukcyjne, dla zakresu fal długich — pojemnościowe.

Zakres krótkofalowy jest rozciągany pasmowo za pomocą ruchomego rdzenia znajdującego się w ceweczce L_8.

Gałka, za pomocą której rozciąga się zakres fal krótkich, jest sprzężona mechanicznie z anteną ferrytową; uruchamia się ją przez wciśnięcie klawisza z napisem „*Ferryt*".

Wzmacniacz pośr. cz. pracuje z dwoma lampami typu *EBF80*. Jedna dioda pierwszej lampy tego typu jest wykorzystana do automatycznej regulacji wzmocnienia (*ARW*), natomiast druga — jest uziemiona. *ARW* obejmuje trzy lampy, przez co działanie jej jest bardzo skuteczne.

Jedna z diod drugiej lampy *EBF80* służy jako demodulator, druga natomiast jest uziemiona.

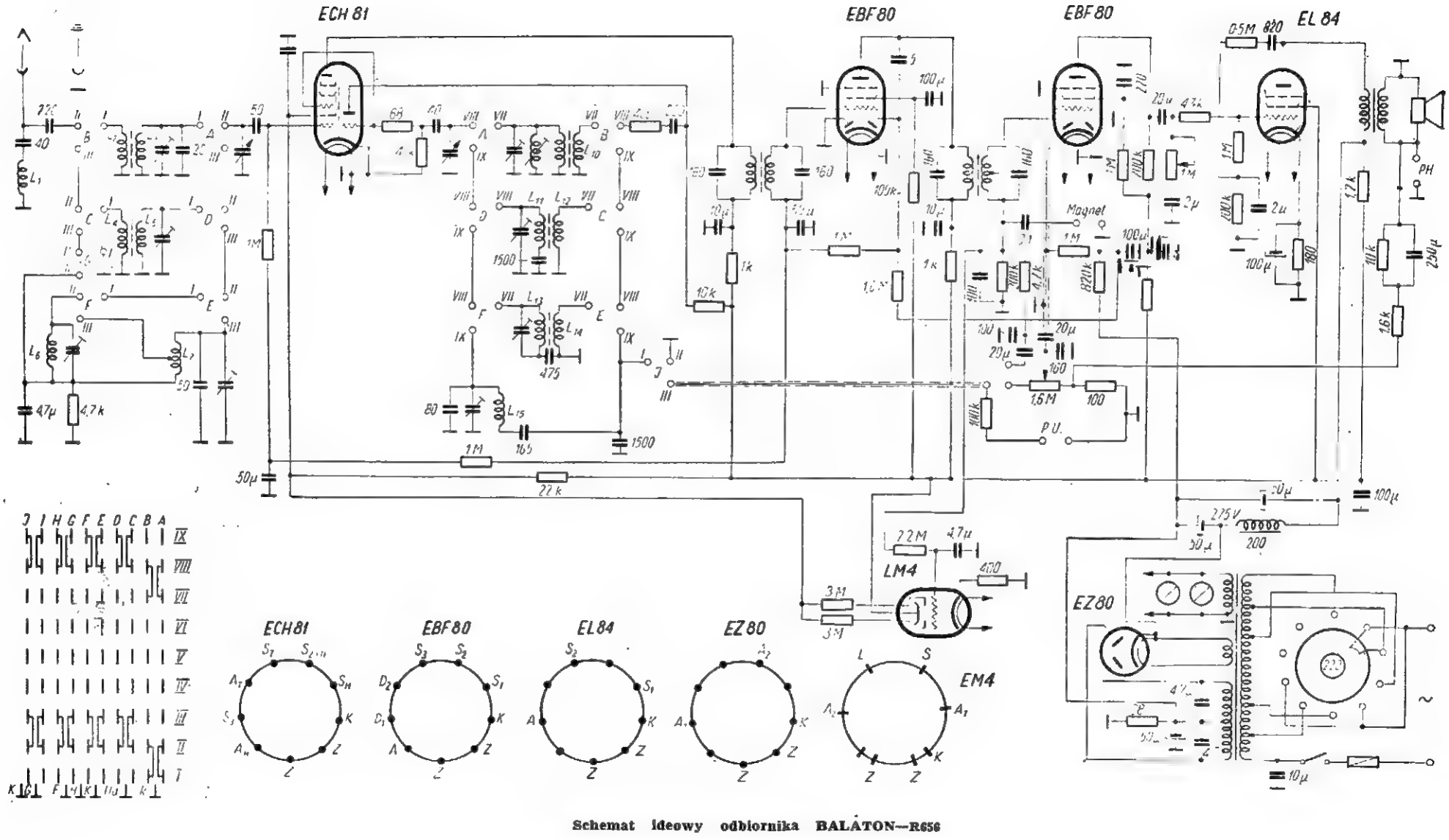
Część pentodowa tej lampy pracuje w układzie wzmacniacza m.cz.

Do regulacji siły głosu służy potencjometr 1,6 MΩ.

We wzmacniaczu końcowym pracuje lampa głośnikowa *EL84*. W obwodzie siatki sterującej tej lampy jest zastosowana regulacja barwy głosu potencjometrem 1 MΩ.

Siatka ekranowa lampy głośnikowej otrzymuje napięcie dodatkowo wygładzone przez filtr składający się z opornika 1,2 kΩ i kondensatora 100 µF.

We wtórnym uzwojeniu transformatora głośnikowego zastosowane jest ujemne sprzężenie zwrotne w celu poprawienia charakterystyki odtwarzanych częstotliwości akustycznych.



Schemat ideowy odbiornika BALATON—R656

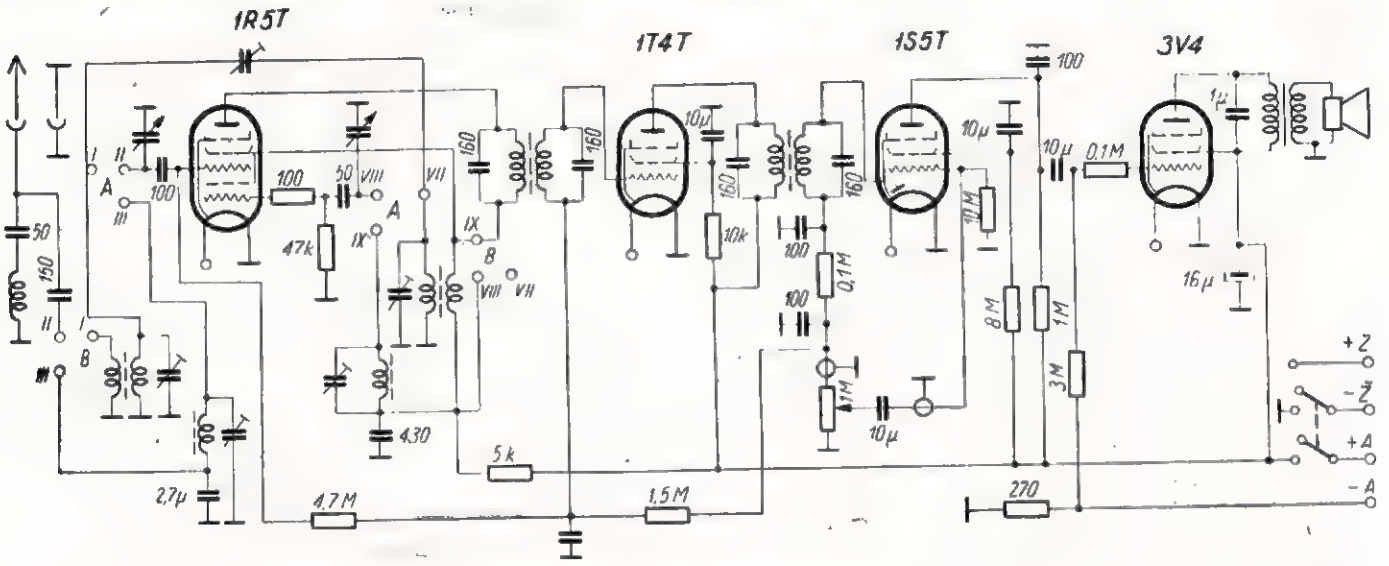
Zasilacz jest zbudowany z transformatorem, który ma szereg odczepów w celu dopasowania do odpowiedniego napięcia sieci. Wyprostowane napięcie otrzymuje się z lampy prostowniczej *EZ80*. Jest ono dostatecznie wygładzone przez filtr składający się z dławika i kondensatorów elektrolitycznych o pojemności 50 μF.

Do odbiornika można dołączyć adapter, magnetofon i dodatkowy głośnik.

Odbiornik »ORION B646«

Jest to 4-lampowy, 6-obwodowy, 2-zakresowy super, z klawiszowym przełącznikiem zakresów fal, przystosowany do zasilania bateryjnego.

Obwody wejściowe i oscylatora do odbioru krótkich fal mają sprzężenie indukcyjne, a do odbioru fal średnich — pojemnościowe.



Schemat ideowy odbiornika Orion B646

Dane techniczne

Lampy: 1R5T, 1T4T, 1S5T, 3V4.
Zakresy fal: 19—50 m; 187—576 m,
Pobór prądu: z baterii anodowej 16 mA,
„ „ z baterii żarzeniowej: 175 mA,
Wymiary. 280 mm × 260 mm × 190 mm,
Ciężar: 3 kg.

Na wejściu odbiornika znajduje się eliminator na pośr. cz.

Obwody wejściowe i oscylatora są dodatkowo sprzęgnięte trymerkiem.

Wzmacniacz pośr. cz. pracuje z lampą *1T4T*.

Lampa *1S5T* pracuje jako detektor z automatyką oraz jako wzmacniacz m. cz. Końcowe wzmocnienie następuje na lampie głośnikowej *3V4*. Odbiornik zasilany jest baterią anodową o napięciu 60—90 V i baterią żarzeniową 1,5 V.

B. Kotik

Józef Dygała

Uproszczony sposób obliczania na suwaku

W praktyce radioamatorskiej zachodzi często konieczność obliczania oporności wypadkowej dwóch połączonych równolegle oporników lub oporności zespolonej obwodu *RC* lub *RL*. Są to obliczenia dosyć kłopotliwe; o ile jednak dysponujemy suwakiem logarytmicznym, możemy je wykonać za pomocą paru nieskomplikowanych operacji, bez używania papieru i ołówka.

Obliczanie oporności zespolonej sprowadza się do obliczenia wyrażenia typu $c = \sqrt{a^2 + b^2}$ zaś obliczanie oporności wypadkowej dwóch oporników — do obliczenia wyrażenia typu $p = \frac{m \cdot n}{m+n}$

Szybkie przeliczenie tych wyrażeń na suwaku polega na odpowiednim ich przekształceniu. Spośród kilku sposobów obliczania — podajemy dwa najprostsze.

Obliczanie oporności zespolonej

Sposób obliczania wywodzi się z przekształcenia wzoru zasadniczego w postać łatwiejszą do obliczenia na suwaku:

$$c = \sqrt{a^2 + b^2} = a\sqrt{\left(\frac{b}{a}\right)^2 + 1}$$

Sposób obliczania (dla przypadku $a < b;\ \frac{a}{b} < 10$)

1. Na skali *D* suwaka (patrz rysunek) nastawiamy kreskę okienka na mniejszą z liczb (*a*), języczek zaś przesuwamy tak, by większa z liczb pokryła się z kreską okienka.

2. Pod cyfrą *1* skali *A* odczytujemy na skali *B* liczbę pomocniczą $\left(\frac{b}{a}\right)^2$ i dodajemy do niej jedność.

3. Przesuwamy języczek w lewo, by obliczona przed chwilą suma znalazła się pod jedynką skali *A* i na skali *C* pod kreską okienka odczytujemy wynik (*c*).

O ile stosunek $a : b$ jest większy niż 1 : 10, możemy przyjąć, że $c = b$, tzn. że oporność zespolona jest równa większej z oporności. Popełniamy wtedy błąd nie większy niż 0,5%, co jak na amatorskie wymagania jest dokładnością aż nadto wystarczającą.

Aby uniknąć pomyłek należy jeszcze zapamiętać, że oporność zespolona będzie zawsze większa od większej ze składowych i zawarta w granicach:

$$b \leqslant c \leqslant b\sqrt{2}$$

Przykłady

a) Oporność indukcyjna wynosi 3 Ω, omowa 4 Ω. Jaka jest oporność zespolona?

1. Kreskę okienka ustawiamy na skali *D* nad mniejszą z liczb — *3*. Pod kreską ustawiamy na języczku liczbę 4 (na skali C).

2. Na skali *B* odczytujemy pod jedynką liczbę 1,78. Dodajemy jedność: 1,78 + 1 = 2,78.

3. Przesuwamy języczek w lewo tak, by 2,78 na skali *B* znalazło się pod początkiem (jedynka) skali *A*. Odczytujemy wynik pod kreską okienka na skali *C* : *5* Ω.

b) Obliczyć wielkość oporności zespolonej składającej się z oporności omowej 5,5 Ω i pojemnościowej 20 Ω.

1. Kreskę okienka ustawiamy nad liczbą 5,5 na skali *D*. Pod kreską na języczku ustawiamy większą liczbę — w tym przypadku ustawiamy 2.

2. Na skali *B* odczytujemy pod liczbą 100 skali *A* wielkość 13,2 i dodajemy do odczytu jedność: 13,2 + 1 = = 14,2.

3. Przesuwamy języczek w lewo, by na skali *B* liczba 14,2 znalazła się pod liczbą 100 skali *A*. Pod kreską okienka odczytujemy wynik: 20,7 Ω.

Obliczanie oporności wypadkowej dwóch oporników równoległych

W poniższy sposób można obliczyć pojemność wypadkową dwóch połączonych szeregowo kondensatorów, jak również indukcyjność wypadkową dwóch równolegle połączonych cewek.

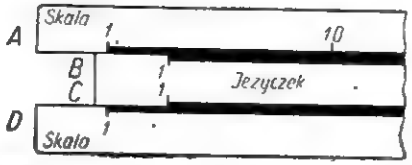
Wzór wyjściowy:

$$p = \frac{m \cdot n}{m+n} = \frac{n}{1 + \frac{n}{m}}$$

Sposób obliczania

(dla przypadku gdy $m \leqslant n \leqslant 100$ m).

1. Obliczamy stosunek $n : m$. Obliczenia dokonujemy na skalach C i *D*, jeśli stosunek ten nie przekracza 10 : 1.



O ile stosunek $n : m$ jest zawarty między 100 : 1 a 10 : 1, to obliczamy go na skalach *A* i *B*. Gdy stosunek wielkości oporności jest większy niż 1 : 100, to możemy przyjąć, że oporność wypadkowa jest równa mniejszej z oporności. Nie popełnimy wtedy błędu większego niż 1%, co w praktyce w zupełności wystarczy.

Aby obliczyć stosunek $n : m$, nastawiamy kreskę okienka nad większą z liczb (*n*) na skali nieruchomej (*A* lub *D*), a następnie ustawiamy języczek w ten sposób, by mniejsza z liczb (*m*) znalazła się na skali ruchomej (*B* lub *C*) pod kreską okienka.

2. Naprzeciw jedynki skali ruchomej odczytujemy stosunek $\frac{n}{m}$ i dodajemy do niego jedność.

3. Przesuwamy języczek w ten sposób, by obliczona uprzednio suma $\frac{n}{m} + 1$ znalazła się naprzeciw jedynki skali ruchomej. Pod kreską okienka odczytujemy wynik na skali ruchomej.

Dla uniknięcia pomyłek należy pamiętać, że oporność wypadkowa dwóch równolegle połączonych oporności, będzie zawsze mniejsza od mniejszej z oporności, lecz nie mniejsza od połowy mniejszej oporności:

$$0{,}5\,m \leqslant p \leqslant m$$

Przykłady:

a) Jaka jest oporność wypadkowa równolegle połączonych oporności 3 Ω i 5 Ω?

1. Kreskę okienka ustawiamy na liczbę 5 na skali *D*. Pod kreską ustawiamy wielkość 3 na skali ruchomej *C*.

2. Na skali *D* odczytujemy pod jedynką *C* liczbę 1,67. Dodajemy jedność: 1,67 + 1 = 2,67.

3. Przesuwając języczek, ustawiamy jedynkę skali *C* nad 2,67 skali *D*. Pod kreską okienka odczytujemy na skali *C* wynik: 1,87 Ω.

b) Jaką pojemność otrzymamy po połączeniu szeregowym kondensatorów 1000 pF i 9100 pF?

1. Kreskę okienka ustawiamy nad wielkością 9,1 na skali *D*. Pod kreską ustawiamy jedynkę skali C.

2. Pod jedynką skali *C* mamy 9,1. Dodajemy jedność: 9,1 + 1 = 10,1.

3. Ustawiamy jedynkę skali *C* nad wielkością 10,1 na skali *D* i pod kreską odczytujemy na skali *C* wynik 0,901. Pojemność wypadkowa wynosi więc 901 pF.

O ile suwak nie posiada skal przedłużonych na końcach (np. suwaki rosyjskie), obliczenie należy wykonać na skalach *A* i *B*.

c) Obliczyć wypadkową indukcyjność dwóch połączonych równolegle cewek. Indukcyjności cewek wynoszą 2 μH i 90 μH.

1. Kreskę okienka ustawiamy nad 90 na skali *A*. Skalę *B* przesuwamy tak, by pod kreską znalazła się liczba 2.

2. Nad jedynką skali *B* odczytujemy 45. Dodajemy jedność: 45 + 1 = 46.

3. Jedynkę skali *B* ustawiamy pod wielkością 46 na skali *A*. Pod kreską odczytujemy na skali *B* wynik: 1,96 μH.

Zamiast ustawiać jedynkę skali ruchomej naprzeciw sumy $\frac{n}{m} + 1$, można tę sumę ustawić na skali ruchomej pod kreską okienka, a wynik odczytywać na skali nieruchomej naprzeciwko jedynki skali ruchomej.

Jeżeli mamy połączone równolegle więcej niż dwie oporności, obliczamy najpierw oporność wypadkową pierwszych dwóch oporności, następnie oporność wypadkową powstałą z równoległego połączenia trzeciej oporności z wypadkową pierwszych dwóch oporności itd. aż do ostatniej oporności.

Przykład

Jaką oporność przedstawia obwód równoległy złożony z oporności: $R_1 = 2\ \Omega$, $R_2 = 5\ \Omega$, $R_3 = 90\ \Omega$, $R_4 = 60\ \Omega$?

1. Obliczamy wypadkową oporności 2 Ω i 5 Ω w znany już nam sposób. $R_{1,2} = 1{,}43\ \Omega$.

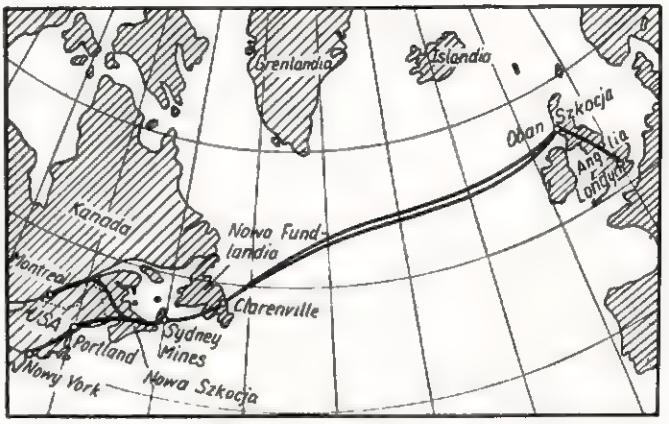
2. Podobnie obliczamy wypadkową $R_{1,2}$ i R_3. $R_{1,2,3} = 1{,}40\ \Omega$

3. Obliczamy wypadkową wszystkich oporności: $R_w = R_{1,2,3,4} = 1{,}38\ \Omega$.

Zastosowanie lamp elektronowych w transatlantyckim łączu telefonicznym

POD KONIEC ubiegłego roku ukończono budowę i oddano do eksploatacji połączenie kablowe przez Atlantyk. Stworzyło ono znacznie pewniejszą od radiowej arterię łączności telefonicznej między Europą a USA i Kanadą.

Nowe łącze składa się z dwóch kablowych odcinków podwodnych (rys. 1). Długość odcinka łączącego miejscowość Oban w Nowej Szkocji i Clarenville w Nowej Fundlandii wynosi około 3 700 km. Prowadzenie rozmów na tak olbrzymiej trasie bez zastosowania wzmacniaków byłoby oczywiście niemożliwe. Dlatego też na całej trasie podzielonej na 52 odcinki (każdy o długości średnio 74 km) umieszczono 51 wzmacniaków. Samo łącze stanowią dwa tory koncentryczne, każdy w oddzielnym kablu. Konstrukcja kabla pozwala na przesyłanie w każdym kierunku prądów w.cz. w pasmie o szerokości 144 kHz. W pasmie tym mieści się 36 kanałów rozmówczych, z których każdy zajmuje szerokość 4 000 Hz.



Rys. 1

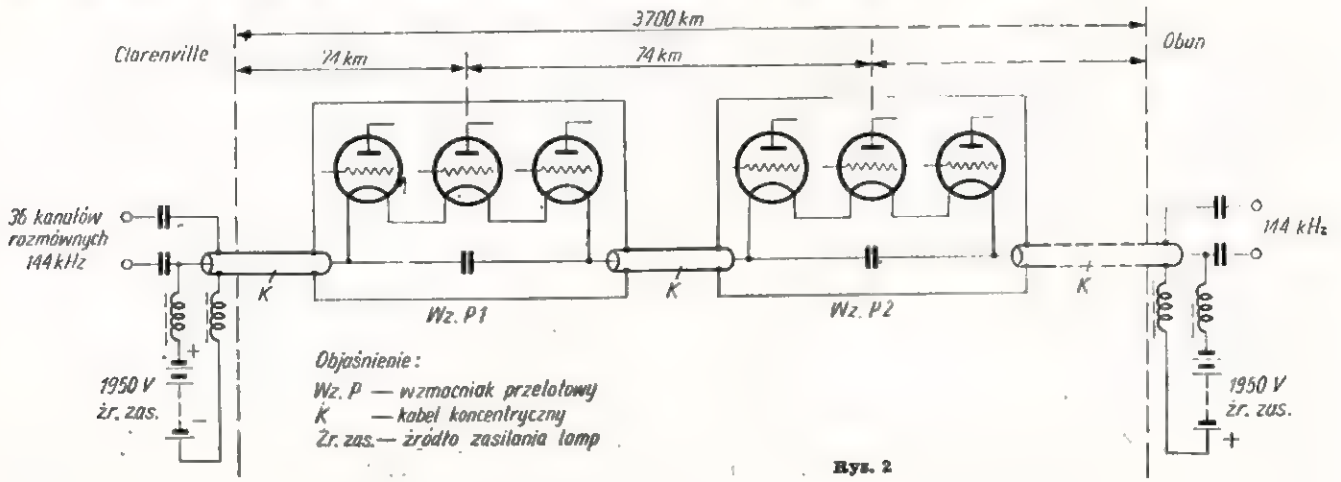
Kompensacja tłumienności każdego odcinka kablowego odbywa się przy użyciu wzmacniaków szerokopasmowych o trzech stopniach wzmocnienia. Wzmacniaki, zabezpieczone przed wilgocią i uszkodzeniami mechanicznymi specjalną obudową, zostały ułożone wraz z kablem na dnie oceanu.

Najbardziej jednak ciekawe jest tu zasilanie lamp. Jak wiemy, lampa elektronowa wymaga zasilania w zasadzie z dwóch źródeł o różnych napięciach: mniejszym dla rozgrzania katod oraz większym — dla zasilania anod. W omawianym kablu lampy są jednakże odmiennie zasilane. Do wszystkich lamp znajdujących się na trasie kabla doprowadza się energię z jednego tylko źródła. Jako przewód doprowadzeniowy służy tu żyła kabla koncentrycznego, zaś jako przewód powrotny — powłoka metalowa kabla (rys. 2). Włókna katod wszystkich 153 lamp łączy się w szereg. W sąsiednim kablu, dla drugiego kierunku rozmów — sytuacja jest identyczna.

Do zasilania wszystkich lamp, licząc na każdą około 18 woltów, potrzebne jest napięcie aż 2800 woltów. Ale to jeszcze nie wszystko. Doprowadzenie energii poprzez żyłę kabla i powłokę metalową na tak długiej trasie powoduje dodatkowy spadek ok. 1100 woltów. W sumie więc napięcie źródła zasilającego wzmacniaki musi wynosić 3 900 woltów. W celu zmniejszenia strat — kabel zasilany jest z obu końców napięciem 1 950 woltów.

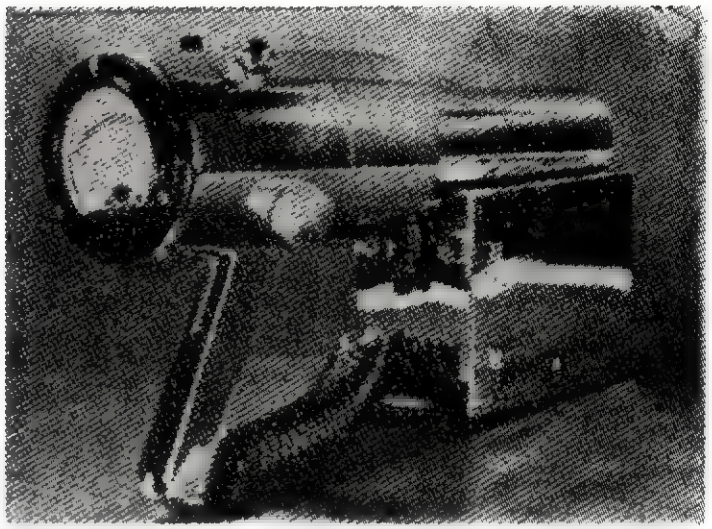
Pracujące we wzmacniakach lampy zostały specjalnie do tego celu wyprodukowane przez Brytyjskie Ministerstwo Poczt oraz Latoratorium Towarzystwa Telefonicznego Bell'a. Lampy angielskie mają oznaczenie 6P12. Zastosowano je na odcinku między Clarenville a Sydney Mines, gdzie głębokość oceanu jest znacznie mniejsza. Natomiast na odcinku Clarenville-Oban, gdzie głębokość oceanu jest miejscami bardzo duża, zastosowano lampy produkcji Laboratorium Bell'a, oznaczone jako typ 175 H. Q.; pracują one przy najniższej z dotychczas stosowanych temperaturze katod. Również napięcie anodowe obniżono do granic możliwości. Prąd stały dla żarzenia włókien wynosi 0,225 A przy napięciu ok. 18 woltów; spadek na włóknach trzech lamp jednego wzmacniaka wynosi więc ok. 55 woltów. Napięcie to wykorzystano do zasilania obwodów i anod każdego układu wzmacniającego.

Przed ostatecznym zastosowaniem lamp we wzmacniakach poddano je długotrwałym próbom w trudnych warunkach. Lampy tego typu pracowały bez zarzutu przez 17 lat. Zdaniem konstruktorów będą one funkcjonowały w kablu bez żadnych uszkodzeń nie mniej niż 20 lat. Po tym okresie trzeba je będzie wymienić; nie obejdzie się przy tym oczywiście bez podniesienia kabla wraz ze wzmacniakami z dna oceanu.



Rys. 2

Wykrywanie złóż uranu



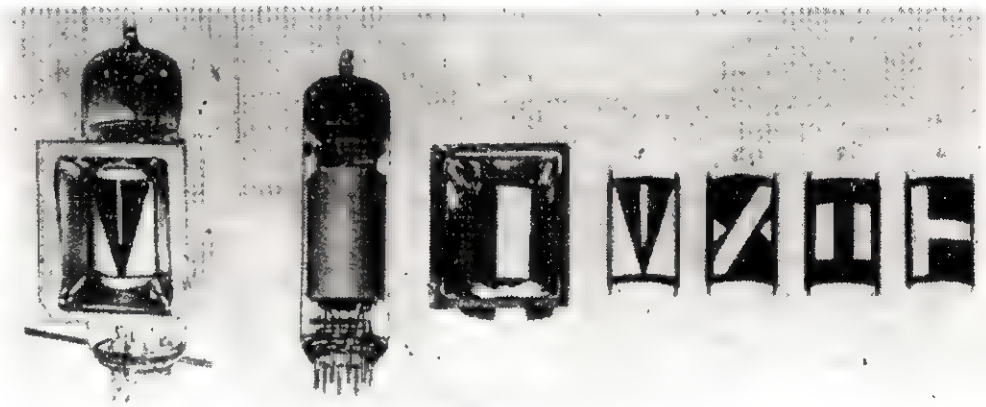
POKAZANY na fotografii przyrząd pozwala w prosty sposób określać procentową zawartość uranu w ziemi. Można się nim posługiwać zarówno idąc pieszo, jak i jadąc samochodem lub lecąc samolotem.

Elementem wykrywającym jest kryształ jodku sodu aktywowany talem. Kryształ ten, pracując jako scyntylometr jest hermetycznie zamknięty i „połączony optycznie" ze wzmacniaczem fotoelektrycznym (fotomultiplikator).

Konstrukcja przyrządu i jego obsługa są nader proste. Istnieje możliwość zastosowania zamiast przyrządu wskazówkowego sygnalizacji akustycznej. Czas pracy użytych baterii — 270 godzin. Cena przyrządu sięga 300 000 franków franc.

Elektronowy wskaźnik E82M

NOWY wskaźnik optycznego strojenia („magiczne oko") produkcji „Valvo" — znalazł ostatnio szersze zastosowanie — jako elektronowy wskaźnik równowagi w mostkach pomiarowych, wskaźnik wysterowania w magnetofonach itp. Ekranem fluoryzującym jest w nim warstwa tlenku cynku naniesiona na wewnętrzną stronę bańki szklanej. Strumień elektronowy na ekranie tego wskaźnika wywołuje prostokątną plamkę świetlną.



Rys. 1

Wskaźnik E82M — w odróżnieniu od starszych typów — posiada dwie symetrycznie rozmieszczone elektrody, odchylające strumień elektronów. Ponadto ma wbudowaną podwójną triodę umożliwiającą wzmacnianie doprowadzonego napięcia, a tym samym zwiększenie czułości systemu odchylającego. Anody obu triod są połączone bezpośrednio z elektrodami odchylającymi wskaźnika. Do obu tych elektrod są więc doprowadzane — już po wzmocnieniu przez system duo-triodowy — dwa porównywalne napięcia. W przypadku gdy nie są one sobie równe, plamka świetlna na ekranie ulega przemieszczeniu w jedną lub drugą stronę od położenia początkowego (zerowego), przy czym szerokość tej plamki świetlnej orientuje o średniej wielkości tych napięć.

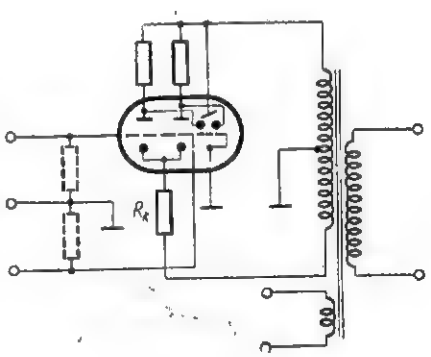
Odpowiednie charakterystyki układu wzmacniającego na duo-triodzie i zakres wskazań uzyskuje się przez zastosowanie dwu oddzielnych oporników anodowych i jednego wspólnego opornika katodowego. Wartości tych oporników i wielkość napięć dobiera się tak, aby powstające na wspólnym oporniku katodowym napięcie ujemne dla siatek sterujących obu triod zmieniało się w takt średniej wartości napięć czynnych na siatkach obu triod (tj. zgodnie co do znaku i wielkości). Absolutna średnia wielkość obu napięć czynnych na siatkach triod może zmieniać się w dość szerokich granicach.

Na bańkę szklaną lampy nałożona jest zasłona szczelinowa (rodzaj maseczki), wykonana z cienkiej blachy metalowej o odpowiednich kształtach (rys. 1).

Na rysunku tym uwidoczniono lampę z zasłoną oraz lampę po zdjęciu zasłony.

We wszystkich przypadkach zastosowania — lampa ta może być zasilana bezpośrednio napięciem zmiennym.

Periodyczne zmiany napięcia na elektrodach odchylających w niczym nie przeszkadzają w pracy, o ile zmiany te odbywają się zgodnie ze zmianami napięcia na ekranie fluoryzującym.



Rys. 2

Układ zasilania takiego wskaźnika napięciem zmiennym przedstawia rys. 4.

A. S.

Nasi Czytelnicy piszą...

„W n-rze 10/57 miesięcznika RADIOAMATOR zamieszczono opis budowy stabilizatora, opracowany przez inż. Trembińskiego. Według tego opisu — stabilizator z uwagi na dużą moc przeznaczony jest do pracy z odbiornikami telewizyjnymi. Autor podał również tablicę mocy pobieranej przez poszczególne marki telewizorów.

Stabilizator jest bardzo trudny do wykonania ze względu na specjalny rdzeń, którego w handlu nie można nabyć. Po wielu trudach wykonania go, okazuje się, że nie nadaje się on absolutnie do pracy wskutek harmonicznych, jakie występują.

Podawanie w prasie opisów oraz schematów nie przerobionych i nie wypróbowanych naraża wykonawców na duże koszty i jeszcze większy wkład pracy tylko dlatego, aby autor pobrał honorarium. Jest to nieuczciwe, a poza tym podrywa zaufanie do tak popularnego pisma, jakim jest RADIOAMATOR.

Ponieważ na rynku nie ma stabilizatorów do aparatów telewizyjnych, a wielu jeszcze radioamatorów może ponieść niepotrzebny koszt i trud, należy moim zdaniem w najbliższym numerze RADIOAMATORA odwołać ten artykuł i wyciągnąć na przyszłość odpowiednie wnioski".

Jan Socha

Warszawa, ul. Puławska 46 m 6

A oto odpowiedź na powyższy list nadesłana do redakcji przez autora opisu, inż. Trembińskiego. Wnioski same się nasuwają.

„W związku z podaną mi do wiadomości przez redakcję RADIOAMATORA treścią listu ob. J. Sochy — muszę niestety stwierdzić, że list ten jest co najmniej nieprzemyślany i zawiera niepotrzebne insynuacje. Zanim się coś napisze, warto pomyśleć, aby zbyt pochopnie nie wyszukiwać przyczyn niepowodzeń — poza własną nieudolnością.

Jeżeli chodzi o poruszone w liście sprawy merytoryczne, to zarzut wytwarzania harmonicznych przez opisany stabilizator nie jest istotny; wiadomo bowiem, że rdzeń stabilizatora magnetycznego pracuje przy dużej indukcyjności i dlatego napięcie wyjściowe zawiera harmoniczne nieparzyste o sumarycznej zawartości rzędu trzydziestu kilku procentów (przy obciążeniu). Procentowa zawartość poszczególnych harmonicznych wynosi: trzecia — 25%, piąta — 3,2%, siódma — 2,8%; dalsze można pominąć Orientacyjna sumaryczna zawartość harmonicznych w sieci elektroenergetycznej wynosi ok. 3—4%.

Stabilizator można również wykonać o małej zawartości harmonicznych (np. do niektórych aparatów pomiarowych).

Stabilizator magnetyczny należy w zasadzie umieszczać z dala od odbiornika, aby uniknąć bezpośredniego oddziaływania na niego pola magnetycznego wytwarzanego przez stabilizator. Praktycznie odległość ta powinna wynosić około 1 do 2 m.

W przypadku zastosowania telewizorów, ze względu na widmo częstotliwości pracy części odbiorczej wizji i fonii — harmoniczne pochodzące ze stabilizatora mają tak niski poziom, że nie wywierają praktycznie żadnego wpływu. Stabilizatory te pracują z różnymi typami telewizorów najzupełniej zadowalająco. Stabilizatory magnetyczne stosowane są do telewizorów i zagranicą (patrz „Radio" nr 3/1955 lub 2/1957).

Zarzut opisania sprzętu nie wykonanego i nie wypróbowanego jest gołosłowny i traktuję go jako insynuację; opisany stabilizator był opracowany i wykonany jeszcze w r. 1953 (patrz wzmiankę w „Przeglądzie Telekomunikacyjnym" nr 8/1954, str. 259—260) i przeszedł próbę życia po wykonaniu seryjnym w zastosowaniu także i do telewizorów. (Dla orientacji podaję, że obecnie podobne stabilizatory wykonują spółdzielnie i warsztaty prywatne w cenie zł 1300—1500 za szt.).

Zarzut co do kształtu rdzenia jest o tyle niepoważny, że prostokątny kształt blachy jest najprostszy i najłatwiejszy do wykonania sposobem amatorskim, rdzeń zaś o potrzebnym kształcie prasowany wykrojnikiem jest rzadko dostępny. Oczywiście, do pocięcia blachy trzeba skorzystać z gilotyny lub nożyc w jakimś warsztacie.

Na ogół, jeśli się pragnie wykonać stabilizator, należy posiadać pewne podstawowe umiejętności zarówno z zakresu mechaniki jak i elektrotechniki; inaczej nie warto psuć materiału. Poza starannym wykonaniem stabilizatora należy go wyregulować według opisu, co jednak również wymaga pewnych wiadomości i „smykałki".

Wreszcie zarzut co do podawania opisu jedynie w celu otrzymania honorarium należy chyba traktować również jako insynuację; przeszło trzydziestoletnia działalność pisarska autora i jego praca zawodowa są dostatecznym tego dowodem".

inż. W. A. Trembiński

Warszawa 90, ul. Dusznicka 42

„Do wypowiedzi na temat zaopatrzenia rynku w tanie akcesoria radiotechniczne pragnę i ja dorzucić swoje uwagi.

Proponuję utworzyć Polski Związek Radioamatorów; wydał by on swoim członkom legitymacje uprawniające ich do kupna różnych detali w placówkach dbających o rozwój radioamatorstwa i zajmujących się zaopatrzeniem wyłącznie radioamatorów.

Rozdziałem i sprzedażą (bezpośrednio lub za pośrednictwem poczty) zajęły by się specjalne ogniwa przy Lidze Przyjaciół Żołnierza danego okręgu (województwo, powiat lub jakiś ośrodek przemysłowy).

Zaopatrywanie się w detale i prowadzenie ich odsprzedaży obowiązywałoby ogniwo LPŻ znajdujące się możliwie blisko producenta (np. LPŻ w Dzierżonowie ma łączność z fabryką w tym mieście, LPŻ w Warszawie z fabryką telewizorów i Zakładami Radiowymi im. Kasprzaka itp.).

W razie potrzeby ogniwa wymieniały by detale między sobą, dbając o posiadanie różnorodnego asortymentu części.

Te ostatnie mogłyby być nawet wybrakowanymi przez fabryki wyrobami lub odpadami produkcyjnymi, jak również wyrobami dobrymi, lecz nie nadającymi się już do fabrycznej produkcji sprzętu ze względu np. na zmianę typu odbiorników.

Jedyną trudnością, jaką tu widzę byłoby uzyskanie w odpowiednim resorcie zarządzenia, aby fabryki oddawały zbędne detale LPŻ. Z drugiej jednak strony myślę, że z uwagi na doniosłość sprawy żaden resort tego nie odmówi. Piszę „żaden resort" — bo może to dotyczyć także resortu, któremu podlegają fabryki na pozór nie mające nic wspólnego z radiotechniką (np. walcownie blachy, które mają dostarczać odpadów blachy na chassis, teowniki, rdzenie transformatorowe; fabryki drutu — przewody itp.).

Inne trudności dały by się łatwo pokonać: lokal — LPŻ zawsze znajdzie jakiś kąt na szafę lub półki; personel — ludzi do pracy nie brak, znajdzie się chyba fachowiec, który bardzo chętnie tej pracy się podejmie; wynagrodzenie — najłatwiejsza sprawa, ponieważ płacilibyśmy my, radioamatorzy. W tym właśnie przypadku trzeba by radioamatorom wydać legitymacje, w których będą nalepiane znaczki (opłaty miesięczne) w wysokości 1—2 zł. Biorąc pod uwagę nakład „Radioamatora" wynoszący 25 tys. egz. — można przyjąć, że na terenie Polski znajduje się około 15—20 tysięcy kandydatów na członków

Związku. Gdyby Związek miał wpływy około 30 tys. zł miesięcznie, to można by było zatrudnić w punktach sprzedaży ponad 15 osób; kapitał obrotowy można uzyskać z opłat tytułem wpisu do Związku (np. 15 tys. członków × 10 zł wpisowego = 150 000 zł, a to już coś znaczy).

Towar mógłby kupować członek, mający opłacone składki miesięczne.

Na potwierdzenie możliwości realizacji tego projektu mogę dodać, że w Warszawie istnieją dwa sklepy „Bazary" sprzedające wybrakowane towary i napewno z zyskiem, a nie ze stratą. Te sklepy mogłyby pozostać dla potrzeb warsztatów prywatnych, a radioamatorzy kupowaliby w ogniwach LPŻ".

Stanisław Gajda

„Komentarz Redakcji poprzedzający rubrykę „Nasi Czytelnicy piszą..." w nrze 12/1957 zachęcił mnie do ponownego zabrania głosu w poruszonej sprawie. Zupełnie słusznie Redakcja podkreśla, że czas podsumować wypowiedzi na temat braków, złej jakości oraz wygórowanych cen. Pragnę jednak to rzeczowe zdanie Redakcji uzupełnić kilkoma uwagami.

Cykl wypowiedzi na wspomniany temat zapoczątkowałem w nrze 1/1956, a więc dwa lata temu. Bezcelowe jest dalsze wyszczególnianie i tak nam dobrze znanych bolączek, albowiem w ciągu tych dwóch lat nie zmieniło się nic, ba, doszły nawet nowe bolączki.

Otóż w moim liście do Redakcji, wydrukowanym nie w całości (nr wrześniowy 1956 r.) najwyraźniej wskazywałem jedyny — moim zdaniem — skuteczny sposób wybrnięcia z trudności. Z niewiadomych mi przyczyn Redakcja jednak ominęła ten ważny ustęp mojego listu. Czyżby z obawy przed naruszeniem swej dobrej opinii? Jeżeli to moje przypuszczenie jest trafne, nie pozostaje mi nic innego jak odesłać ją do Redakcji miesięcznika „Fotografia", która (ze świetnym skutkiem) żąda wyjaśnień od dystrybutora, producenta i innych czynników decydujących o zaopatrzeniu w materiały fotograficzne. Sam czytałem tam wielokrotnie bardzo obszerne odpowiedzi dystrybutora i producenta na żale czytelników. Oczywiście, działo się to na interwencję Redakcji.

O to właśnie prosiłem Redakcję „Radioamatora" we wrześniu 1956. Gdybyśmy stosowali taki pręgierz w stosunku do czynników produkujących i zaopatrujących nas w artykuły radiotechniczne, tzn. domagali się od nich wyjaśnień w „Radioamatorze" odnośnie przyczyn dotychczasowego stanu rzeczy oraz perspektyw na przyszłość, otrzymalibyśmy automatycznie odpowiedzi na „trudności", jakimi Redakcja po części tłumaczy sytuację. Mianowicie wytwórnie sprzętu radiowego wiedziałyby, że odbiorcy domagają się kategorycznie aby tak trudno osiągnięty surowiec na produkcję sprzętu radiowego nie był bezkarnie marnowany całymi latami. Czy wyprodukowanie np. lampy *ECH21, UCH21*, w których wyprowadzenie katody z bańki szklanej do metalowej podstawki często po krótkiej pracy znika częściowo lub zupełnie wskutek rozkładu, pozostawiając po sobie tylko zielonkawy pyłek — ma coś wspólnego z trudnościami? Albo jak pospolite jest zwarcie między włóknem a katodą po rozgrzaniu się lamp *UY1(N)* produkcji krajowej! Dlaczego wielokrotnie przecokołowane przeze mnie lampy *UY11* produkcji NRD pracują w „Pionierze" już kilka lat bez zarzutu? To samo można powiedzieć o potencjometrach z wyłącznikami.

Oto tylko 3 przykłady dowodzące brakoróbstwa, a nie „trudności". Jest ich o wiele więcej i znamy je wszyscy, lecz nie ich wyliczenie na tym miejscu jest celem tego listu, a wskazanie jednej z możliwych, a co ważniejsze, realnych dróg do poprawy.

I jeszcze jedno: „Bierność jest naszą zgubą" — to słowa jednego z przywódców PZPR, wypowiedziane niedawno temu. I słusznie. My radioamatorzy, radiomechanicy, radiotechnicy interweniujemy indywidualnie tam, gdzie nie ma kompetentnych w tych sprawach ludzi, w redakcji „Radioamatora" i czekamy spokojnie „na cud".

Ponieważ większość z nas nie zna ani nazw, ani adresu dystrybutora i producenta sprzętu radiotechnicznego, a niewielu zdobędzie się na odwagę pisania do nich, prosimy Szanowną Redakcję o zebranie wyjątków z listów czytelników zawierających wiadome bolączki i przedstawienie ich odpowiednim czynnikom z wyraźnym zaznaczeniem, że szerokie rzesze radioamatorów oczekują w tej sprawie obszernej wyczerpującej wypowiedzi na łamach „Radioamatora".

Tylko ten sposób utwierdzi nas w przekonaniu, że odpowiedzialne czynniki uprzytomnią sobie nareszcie istnienie wielu tysięcy radioamatorów którzy nie chcą być karmieni aż do beznadziejnej nieskończoności przysłowiową „lipą".

W tej nadziei zasyłam serdeczne pozdrowienia Szanownej Redakcji

Jan Marczuk

Od redakcji:

Nie podejmując na razie polemiki z autorem powyższych wywodów, ograniczymy swą wypowiedź do stwierdzenia, że:

— wytknięte w nich „brakoróbstwo" jest tylko jedną, ale nie jedyną i nie najważniejszą bolączką w znanej nam sytuacji zaopatrzeniowej;

— akcję możliwie pełnego naświetlenia tej sytuacji oraz zbierania wniosków i propozycji ze strony radioamatorów prowadzimy w tym właśnie celu, aby w wystąpieniach do kompetentnych czynników dysponować potrzebnymi atutami; daliśmy już zresztą temu wyraz w poprzednich naszych wypowiedziach (RADIOAMATOR nr 6, 10, 11 z 1956 r. oraz 3, 6, 12 z 1957 r.);

— nie mieliśmy i nie mamy zamiaru poprzestać na samym tylko „biadoleniu". Dlatego wskazywanego nam przez ob. Marczuka sposobu wybrnięcia z trudności nie uważamy za rewelację czy odkrycie nowych dróg. Sam jednak „pręgierz" naszym zdaniem — nie stanowi jedynej drogi wyjścia z impasu. Niezbędne jest tu jeszcze nasze — radioamatorów — współdziałanie, przynajmniej koncepcyjne.

Odpowiedzi Redakcji

Ob. M. Adamski, Warszawa — nadesłany artykuł przekazaliśmy do wykorzystania Polskiemu Związkowi Krótkofalowców.

Ob. J. Borkowski, Warszawa — list przekazaliśmy autorom z prośbą o udzielenie wyjaśnień, które opublikujemy.

Ob. ob. A. Dzieślewski, Nowy Sącz, J. Starodumow, Radom, Cz. Nowak, Łąka Żabiecka, Cz. Romanów, Nowa Sól, P. Sójka, Tychy, Z. Wolan, Wesoła, Ujazdy, T. Rzekos, Kartuzy — szczegółowe wyjaśnienia na temat szkół radiotechnicznych i kursów zaocznych zamieściliśmy w nrze 5/57 r.

R. Róg, Skarżysko Książęce, W. Biedka — Stefanowo, Z. Trudziński, Wrocław — redakcja nie wysyła schematów.

Ob. St. Krawczyk, Suchedniów — egzemplarze z ubiegłych miesięcy i lat wysyła za zaliczeniem pocztowym Magazyn Wydawnictw Komunikacyjnych, Warszawa, ul. Widok 8.

Ob. J. Duj, Ustrzyki Dolne — podajemy adresy radioamatorów, którzy w r. 1956 zgłaszali chęć udzielania pomocy początkującym:

ob. *Emil Folway*, Bielsko-Biała, ul. Kochanowskiego 5/3

ob. *Mieczysław Knapczyk*, Kraków, ul. Długa 29 m 8

ob. *Zdzisław Przanowski*, Poznań, ul. Stalingradzka 24 DA

ob. *Dobrosław Lange*, Wołomin, ul. Armii Ludowej 80, woj. w-wskie

ob. *Edward Prus*, Gdańsk-Oliwa, ul. Szczecińska 48 m 1

ob. *Lech Dwornikowski*, Rembertów, ul. Niedziałkowskiego 17 m 4

Wyprzedam poniżej ceny rynkowej różne części radiowe do montażu odbiorników — Tadeusz Wieluński, Warszawa, ul. Sandomierska 6 m 9.

Alfred Jankowski SP3PJ

Amatorski nadajnik krótkofalowy 70 W (dok.)

Zasilacz

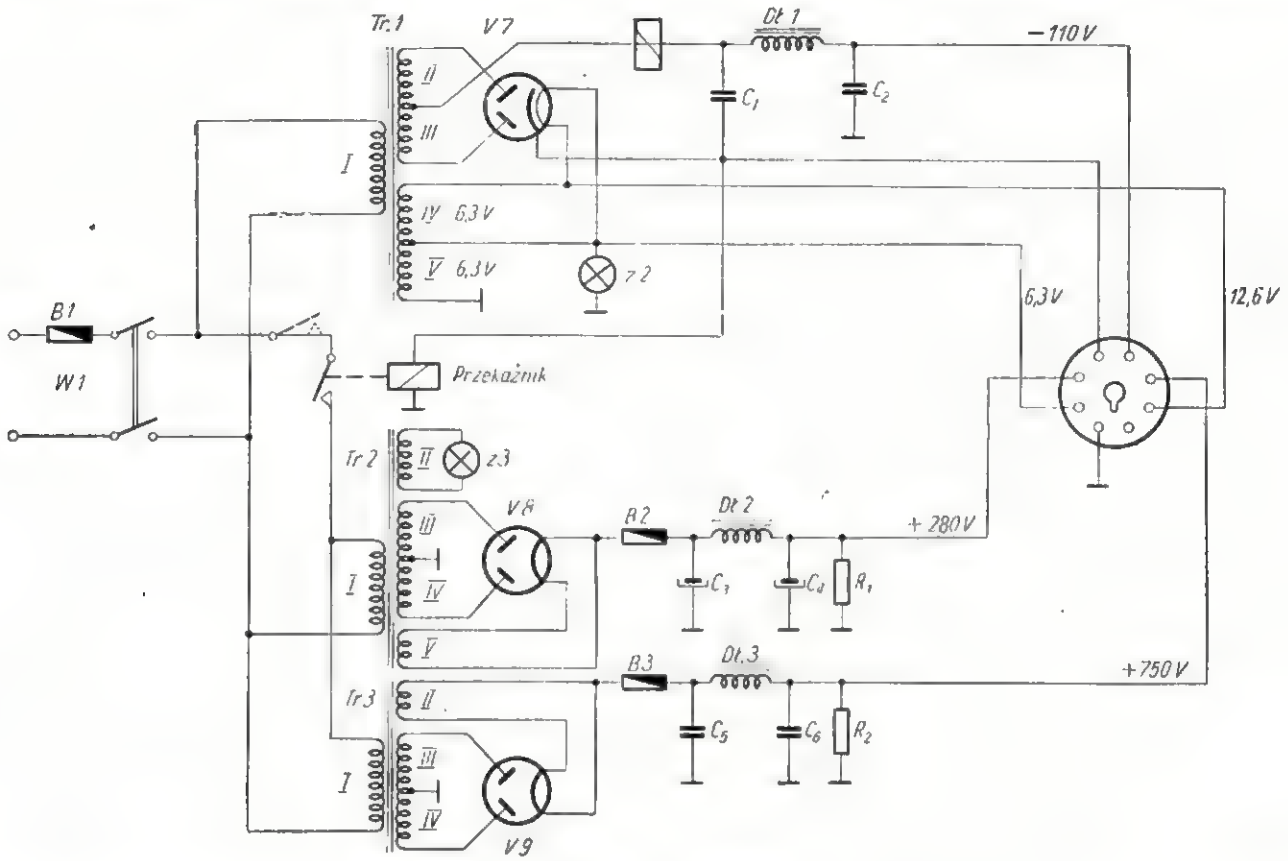
Na wstępie pragnę zaznaczyć, że opisany zasilacz w takiej dokładnie postaci nie istnieje, lecz poszczególne jego obwody i elementy zostały wypróbowane w moim zasilaczu.

Zasilacz zbudowany jest na trzech transformatorach. Transformator *Tr1* dostarcza napięć potrzebnych do żarzenia lamp nadajnika oraz dla prostownika ujemnego napięcia; *Tr2* — stanowi część zasilacza niskiego napięcia anodowego; *Tr3* — wchodzi w skład prostownika wysokiego napięcia.

Po włączeniu wyłącznika *W1* zostanie włączony w obwód sieci transformator *Tr1;* zaświeci się żaróweczka wskaźnikowa $Ż_1$ oraz zacznie się żarzyć lampa *V7*. Jeśli w gniazdko zasilacza nie zostanie włożona wtyczka kabla zasilającego od nadajnika, powyższy stan zostanie bez zmiany. Jest to pewnego rodzaju blokada uniemożliwiająca całkowite włączenie samego zasilacza.

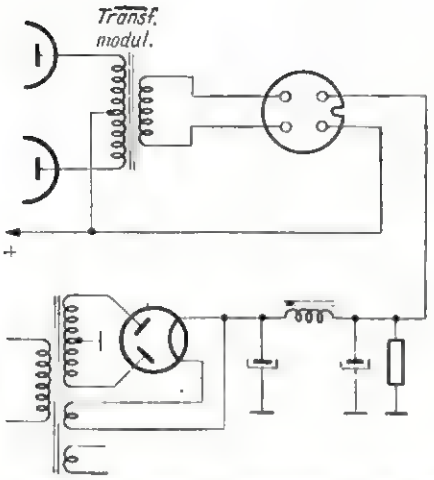
Jeżeli natomiast wtyczka ta została włożona w gniazdka przed załączeniem zasilacza do sieci, to w momencie włączenia zasilacza będą się żarzyły również lampy w nadajniku. Dalej — po rozżarzeniu się lampy *V7* w obwodzie prostownika ujemnych napięć — przez opornik R_{31} w nadajniku oraz przez przekaźnik w zasilaczu popłynie prąd. Przekaźnik ten zadziała i swoimi stykami zamknie obwód sieciowy dla transformatorów *Tr2* i *Tr3*. Tego rodzaju rozwiązanie zabezpiecza lampy *V4, V5* i *V6* w nadajniku przed przeciążeniem jakie nastąpiłoby, gdyby w obwodzie prostownika ujemnego napięcia nastąpiła przerwa powodująca zanik tego napięcia, a napięcie anodowe pozostało włączone nadal.

Może jednak zaistnieć inny przypadek, a mianowicie zwarcie napięcia ujemnego. Ponieważ wtedy płynąłby prąd w obwodzie tego prostownika, przekaźnik działał by nadal i lampy nadajnika mogły by ulec uszkodzeniu. Wobec tego dla przezornych podaję jeszcze jedno zabezpieczenie (na schemacie u góry). Jest to drugi przekaźnik, który powinien być



Rys. 3. Schemat zasilacza

$Dł_1$ — ok. 10 H/30 mA/500 Ω
$Dł_2$, $Dł_3$ ok. 10 H/150 mA/150 Ω
B_1 — 1,5 A
B_2, B_3 — 300 mA
C_1, C_2 — 20 μF/150 V
C_1, C_2 — 20 μF/150 V
C_5 — 4 μF/1000 V
C_6 — 8 μF/1000 V
R_1 — 100 k Ω/2 W
R_2 — 30 kΩ/25 W
Przekaźnik — 10÷15 mA Ra_{zw} < 300Ω
7 — 6X4 (6Z31 ew. EZ11)
8 — AZ4 (AZ12)
9 — AZ50 (po zmianie uzwojenia II, Tr3 na 5 V można zastosować lampę U52 lub 5R4GY)
W_1 — wyłącznik dwubiegunowy
$Ż_2$, $Ż_3$ — 6,5V/0,2 A



Rys. 4. Podłączenie modulatora anodowego

Tablica 2

Dane transformatorów

Transformator	Przekrój rdzenia	Moc	Uzwojenie				
			numer	U	j	ilość zwojów	średnica drutu
Tr 1	7 cm²	33 VA	I	220 V	145 mA	1320	0,3 mm
			II i III	125 V	25 mA	750	0,1 mm
			IV	6,3 V	1,8 A	39,5	1,0 mm
			V	6,3 V	2,2 A	39,5	1,3 mm
Tr 2	9,3 cm²	60 VA	I	220 V	275 mA	990	0,4 mm
			II	6 V	300 mA	27	0,4 mm
			III i IV	320 V	120 mA	1450	0,25 mm
			V	4 V	2,5 A	18	1,3 mm
Tr 3	13,3 cm²	120 VA	I	220 V	550 mA	725	0,6 mm
			II	4 V	3 mA	13,2	2,0 mm
			III i IV	620 V	140 mA	2050	0,25 mm

tak wyregulowany, aby zadziałał dopiero wówczas, gdy prąd w jego obwodzie wzrośnie ponad normalną wielkość (przekaźnik nadmiarowy). Tym sposobem w momencie nadmiernego przeciążenia lub zwarcia ujemnego napięcia przekaźnik wyłączy napięcie anodowe.

Przekaźniki te muszą mieć styki zdolne do załączania prądu około 1 A. Mogą to być przekaźniki telefoniczne z równolegle (dla pewności) połączonymi dwoma lub trzema parami styków.

Włączenie napięć anodowych jest sygnalizowane żaróweczką $Ż_3$.

Napięcia podane na schemacie zostały zmierzone przy obciążeniu zasilacza prądem nominalnym. Ewentualne odchylenia od podanych wielkości napięć anodowych nie odgrywają większej roli. Wyłączanie napięć anodowych odbywa się przełącznikiem P_1, w nadajniku (przez zwieranie uzwojenia przekaźnika w zasilaczu) za pośrednictwem jednej żyły kabla zasilającego.

Chassis zasilacza może być wykonane z grubszej blachy żelaznej, a sam zasilacz ustawiony podczas pracy pod stołem, biurkiem lub też w szafie.

Autotransformator

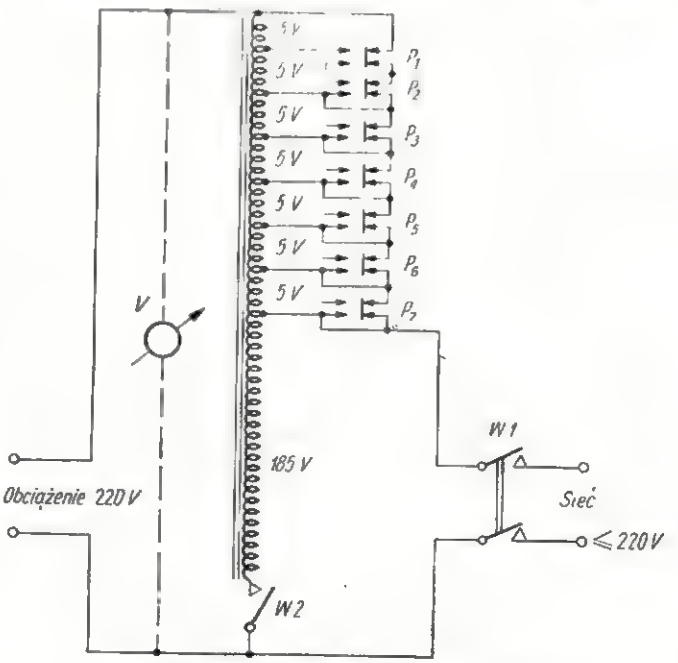
Przy obecnych przeciążeniach sieci elektrycznej autotransformator jest niemal nieodzowną częścią wyposażenia radiostacji amatorskiej. Spadki napięcia powodują znaczne obniżenie napięć anodowych, które z kolei przyczyniają się do spadku mocy powielaczy i braku dostatecznego wysterowania dla końcowego stopnia nadajnika. Wiadomo też, że dla utrzymania żywotności lamp ich napięcia żarzenia powinny być utrzymywane w granicach 5%, co bez regulacji napięcia sieci jest niemożliwe.

Główną trudnością przy budowie autotransformatora jest zazwyczaj jego przełączanie. Jeśli bowiem zastosujemy przełącznik obrotowy, to musi on być wykonany w taki sposób, aby jego szczotka przy przechodzeniu ze styku na styk nie zwierała ich ze sobą.

Ja rozwiązałem sprawę w ten sposób, że do przełączania napięcia zastosowałem jednobiegunowe przełączniki błyskawiczne, które jednak ograniczają zakres mocy z uwagi na niewielki prąd, na jaki są zbudowane (1,5 A); w każdym razie można je stosować do około 400 VA. Ryzyko uszkodzenia takich przełączników wzrasta ze spadkiem napięcia w sieci, gdyż ulega wtedy zwiększeniu prąd uzwojenia „pierwotnego" autotransformatora, w obwodzie którego te przełączniki są włączone. Obliczenie autotransformatora może sobie każdy wykonać, zależnie od potrzebnej mocy przenoszonej oraz od spadku napięcia w sieci elektroenergetycznej. Należy jednak pamiętać, że rdzeń autotransformatora musi być obliczony dla całej mocy pobieranej przez obciążenie, plus 20% na straty w samym rdzeniu.

Dwubiegunowy wyłącznik *W1* służy do odłączania całości od sieci. Wyłącznikiem jednobiegunowym *W2* można odłączyć uzwojenie autotransformatora od sieci wówczas, gdy napięcie w sieci ma normalną wielkość.

Do pomiaru napięcia służy u mnie wbudowany w nadajniku miernik *M*. Pomiaru napięcia w sieci dokonuje się pośrednio mierzeniem napięcia żarzenia. Ewentualnie można też przy autotransformatorze umieścić woltomierz, włączony na pełne napięcie sieci lub też na części uzwojenia. Najodpowiedniejszym byłby przyrząd elektromagnetyczny lub ew. magnetoelektryczny z prostownikiem. Ilość przełączników do przełączania napięcia



Rys. 5. Układ przełączania napięcia sieci

jest zależna od tego, jaki zakres regulacji mają one pokryć oraz od tego, jaką zmianę napięcia założymy na jedną pozycję. Można dać na przykład 10 przełączników z odczepami na uzwojeniu co 5 V i w ten sposób uzyskać zakres regulacji 50 V. Umożliwi to „podniesienie" napięcia z 170 na 220 V. Większych zmian regulowanego napięcia można dokonywać większymi skokami na drugim końcu uzwojenia.

Regulacja napięcia odbywa się w ten sposób, że w miarę obniżania się napięcia w sieci przełączamy kolejno przełączniki P_1, P_2, P_3 itd. w przeciwną pozycję niż narysowana na schemacie, starając się utrzymywać napięcie na wyjściu autotransformatora w pobliżu 220 V.

Przy wzroście napięcia w sieci, przełączamy te przełączniki w poprzednią pozycję, lecz w odwrotnej kolejności.

Antena

Wybór anteny stanowi dla amatora oddzielny problem. Szczególnie wiele kłopotu sprawia on tym amatorom, którzy mieszkając w mieście, nie zawsze mogą sobie pozwolić na zawieszenie kilku anten dla poszczególnych pasm i muszą wybrać jeden z rodzajów anten wielopasmowych.

Po rozpatrzeniu wszystkich moich możliwości wybrałem antenę symetryczną o długości 41,75 m, zasilaną linią strojoną o długości 20,4 m. Ponieważ jest to antena zasilana linią symetryczną, więc o ile jej symetria nie zostanie naruszona przez jakieś inne blisko wiszące przewody, promieniowanie linii zasilającej powinno być całkowicie wyeliminowane.

Poza tym, przy podanych wymiarach anteny zasilanie jej na wszystkich pasmach (od 80 do 10 m) jest zawsze napięciowe, tzn. obwodem rezonansowym równoległym, co jest wielkim udogodnieniem, ponieważ antena nie wymaga wtedy przełączania obwodu antenowego w zależności od pasma.

Impedancja linii zasilającej nie gra tutaj wielkiej roli. *)

Odstęp między przewodami mojego fidera wynosi 15 cm. Rozpórki wykonane z rurek szklanych rozmieściłem co 1 m.

Obwód antenowy najlepiej umocować wprost na ramie okiennej, lecz w taki sposób, aby można było łatwo wymieniać cewki osobne dla poszczególnych pasm.

Dostrajanie anteny odbywa się podwójnym kondensatorem typu odbiorczego o pojemności 2 × 128 pF.

Przy zastosowaniu cewek z tablicy 3 rezonans anteny dla wszystkich pasm, z wyjątkiem pasma 10-metrowego, dla którego stosuję cewkę z pasa 15-metrowego, wypada zawsze w tej samej pozycji kondensatora strojeniowego. Przechodzenie z pasma na pasmo (poniżej 28 MHz) nie wymaga dostrajania, lecz tylko wymiany właściwej dla danego pasa cewki.

Nadajnik jest sprzężony z obwodem antenowym za pomocą kabla koncentrycznego o długości ok. 3 m.

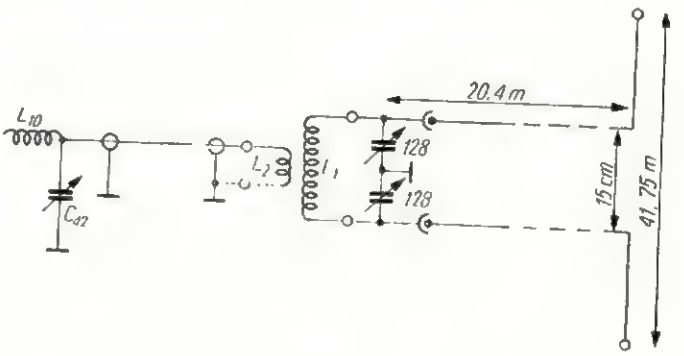
Przy kondensatorze obwodu antenowego umocowana jest płytka izolacyjna z czterema odpowiednio połączonymi gniazdkami, w które wkłada się cewki, posiadające płytki z wtyczkami. Cewki te wykonałem jako powietrzne, choć poprzednio używałem cewek nawiniętych na korpusach preszpanowych. Wewnątrz cewek, symetrycznie względem ich osi podłużnej, umieszczone są cewki sprzęgające (L_2). Wszystkie cewki wykonane są z przewodu emaliowanego o średnicy 2 mm. Średnica cewek wynosi 57 mm.

*) Linia zasilająca musi jednak mieć izolację powietrzną z uwagi na występującą na niej falę stojącą — *przyp. red.*

Tablica 3

Dane cewek obwodu antenowego

Częstotliwość	Długość uzwojenia	Ilość zwojów	Indukcyjność	Ilość zwojów cewki sprzęgaj.
3,5 MHz	90 mm	21	12 μH równolegle z kond. 80 pF	4
7 MHz	68 mm	17	9,5 μH	2
14 MHz	40 mm	9	4,2 μH	2
21 MHz	40 mm	6	—	1



Rys. 6

Aktualności z krótkofalarstwa w Biuletynie PZK

Zawiadamiamy nadawców i nasłuchowców oraz sympatyków sportu krótkofalarskiego, że aktualności o charakterze nie technicznym z działu „KF i UKF" przestały być publikowane w RADIOAMATORZE.

Długi proces produkcyjny RADIOAMATORA powodował dotychczas, że informacje te dezaktualizowały się lub też nie mogły być z obawy przed dezaktualizacją zamieszczone. Z drugiej strony — zajmowały one sporo miejsca, które możnaby wykorzystać na artykuły techniczne.

Wiadomości z krótkofalarstwa, informacje o życiu PZK, kronika IARU, kronika ZG i oddziałów terenowych PZK, wiadomości z pasm KF i UKF, informacje o działalności pokrewnych organizacji na całym świecie, regulaminy i wyniki zawodów, a wreszcie kącik wymiany sprzętu — wszystkie te materiały są zamieszczane w biuletynie informacyjnym PZK.

Biuletyn ten rozsyłany jest bezpłatnie do domu wszystkim członkom PZK, posiadającym aktualnie uregulowane składki członkowskie.

Komunikaty PZK

2 lutego br. uruchomiona została centralna radiostacja Polskiego Związku Krótkofalowców, pracująca pod znakiem SP5PZK. Radiostacja ta nadaje komunikaty dla krótkofalowców w niedziele o godz. 10^{00} w pasmie amatorskim 7 MHz (42 metry) na fonii.

Adresy oddziałów PZK

W poprzednim numerze zapowiedzieliśmy ogłoszenie adresów terenowych oddziałów PZK. Ponieważ jednak przybyły nowe oddziały, uległ też zmianom teren działalności niektórych — nie publikujemy jeszcze ich listy. Pełną listę adresów terenowych oddziałów PZK wraz z terytorium ich działalności podamy w numerze następnym. Przypominamy, że wszelką korespondencję do ZG PZK należy adresować: W-wa 10, skrytka pocztowa 320.

Zjazd delegatów oddziałów PZK

19 stycznia br. odbył się w Warszawie Walny Zjazd Delegatów Oddziałów Polskiego Związku Krótkofalowców, w którym uczestniczyli delegaci 20 terenowych oddziałów związku.

W czasie niespełna roku od reaktywowania PZK — mimo wielkich trudności — liczba członków wzrosła do 750 i wzrasta dalej. Pół roku temu istniały tylko 4 oddziały terenowe, dziś jest ich 20: w Bydgoszczy, Częstochowie, Dzierżoniowie, Gdańsku, Krakowie, Lublinie, Łodzi, Nowym Bytomiu, Olsztynie, Opolu, Poznaniu, Rzeszowie, Słupsku, Szczecinie, Tarnowie, Toruniu, Warszawie, Wrocławiu, Zielonej Górze i Żywcu, a działalność ich obejmuje cały obszar Polski.

PZK wystąpił o reaktywowanie swego przedwojennego członkostwa w Międzynarodowej Unii Radioamatorskiej (IARU), przygotował szereg projektów przepisów technicznych normujących pracę radiostacji amatorskich, zorganizował 3-krotnie krajowe zawody UKF, zawody KF „Bądź Gotów", uczestniczył w wielu próbach technicznych i zawodach na falach krótkich i ultrakrótkich. Amatorzy PZK nawiązali szereg połączeń na UKF między różnymi częściami kraju, połączenia UKF ze Szwecją i Danią i odbierali sygnały sztucznych satelitów Ziemi.

Trzeba tu podkreślić, że działalność PZK jest oparta całkowicie na pracy społecznej, bez etatów, urzędników i administracji, przy minimum kosztów i wydatków!

Uczestnicy Zjazdu przeprowadzili ocenę dotychczasowej pracy PZK, przedyskutowali założenia dalszej pracy i udzielili absolutorium z podziękowaniem ustępującemu zarządowi. Żywotne sprawy PZK, które były przedmiotem tej dyskusji, nie dadzą się streścić w szczupłych ramach niniejszej notatki i będą przedmiotem osobnego artykułu.

Gorąco przyjęli zebrani przemówienie przedstawiciela Ministerstwa Łączności, dyrektora Centralnego Zarządu Radiostacji i Telewizji — mgr inż. M. Flisaka, który naświetlił istniejącą sytuację w zakresie przepisów o radiostacjach amatorskich i projekt nowego rozporządzenia Ministerstwa Łączności w tej sprawie oraz omówił znaczenie krótkofalarstwa dla rozwoju i popularyzacji radiotechniki oraz radiokomunikacji.

Nowym prezesem PZK został wybrany A. Jegliński, wiceprezesami — W. Ponikowski (sprawy organizacyjne) E. Kawczyński (administracyjne), W. Wysocki (sportowe), W. Nietyksza (techniczne i UKF), sekretarzem — M. Kapczyński, skarbnikiem — S. Czarnecki. W skład ZG PZK weszli ponadto jako członkowie: W. Ostrowski (komunikaty, wystawy) i K. Słomczyński (biuro QSL) oraz jako z-cy członków: Zofia Mazurkiewicz, A. Dziergowski i A. Zaria. Do Głównego Sądu Koleżeńskiego zostali wybrani: J. Jezierski (przewodniczący), A. Lutyński i Z. Blekiewicz (członkowie) oraz T. Matusiak i Ł. Jakubowski (z-cy członków). Do Głównej Komisji Rewizyjnej natomiast: R. Iżykowski (przewodniczący), I. Budziński i J. Klewenhagen (członkowie), A. Zębik i J. Szkućko (z-cy członków). Wszyscy członkowie władz PZK są nadawcami, staż nadawczy niektórych przekracza 20, a nawet 25 lat. (wn)

Inż. W. A. Trembiński

Telewizja a obciążenie sieci elektroenergetycznej

NIEWYSTARCZAJĄCA jeszcze produkcja energii elektrycznej w stosunku do potrzeb naszego szybko rozwijającego się przemysłu i ludności powoduje konieczność przejściowego ograniczenia jej zużycia, szczególnie w godzinach zimowego szczytu obciążenia sieci. Jeśli chodzi o potrzeby ludności, to ograniczenia te występują w formie kontyngentu określonego w zależności od liczby zajmowanych izb (kuchnia liczy się jako izba), większego w miesiącach zimowych, a mniejszego w miesiącach letnich. Przekroczenie kontyngentu pociąga za sobą zwiększone opłaty za kilowatogodziny zużyte ponad ten kontyngent (1,50 zł zamiast 0,39) oraz możliwość odłączenia lokalu od sieci przy systematycznym, powtarzającym się przekraczaniu ustalonej normy.

Rozbudowa elektrowni cieplnych i wodnych niewątpliwie pozwoli znieść te ograniczenia. Można będzie nawet może wrócić do stosowanej dawniej taryfy blokowej, przy której na zużycie energii ponad określony kontyngent płacić się będzie mniej niż w ramach kontyngentu (kontyngent — pierwszy blok; dalsza określona ilość ponad kontyngent — drugi blok itd.).

Na razie jednak jedyną ulgą jaką może stosować Energetyka, to przyznawanie dodatkowego kontyngentu dla użytkujących sprzęt elektrotechniczny (np. pralkę elektryczną — 30 kWh, telewizor — 20 kWh, a nawet na kuchnie elektryczne, jeżeli w lokalu nie ma kuchni węglowej ani trzonu kominowego).

Oczywiście, tak zwiększone kontyngenty nie są równoznaczne z ich wykorzystywaniem w dowolnym czasie. W zimie od zmroku do godz. 21 należy — jak wiadomo — wyłączyć grzejniki i zbędne oświetlenie, gdyż w tym czasie wypada szczyt obciążenia dla wytwórni prądu.

W związku z rozpowszechnieniem się telewizji, a więc ze wzrostem liczby telewizorów pobierających przeciętnie 200 ÷ 250 W (patrz tablica 1) i pracujących w zimie przeważnie w godzinach szczytu poboru prądu, warto zastanowić się, w jakiej mierze wpływają one na obciążenie sieci elektroenergetycznej.

Tablica 1

Pobór mocy z sieci przez telewizory

Typ odbiornika	Moc znamionowa (W)
T2 Leningrad	320
T1 Leningrad	250
Temp 1, Temp 2	240
KWN-49, Białoruś, Awangard, Rembrandt, Wisła	220
Łucz, Zenit, Moskwa projekc.,	200
Mir	195
Rubens, Rubin, Jantar, Aurora	180
Rekord	165
Temp 3	160
Newa, Start, Dürer	150
Znamia	130

Sprawa wpływu masowego uruchomiania telewizorów na ogólne obciążenie sieci, o ile mi wiadomo, dotychczas u nas nie była rozważana. Warto się więc zapoznać z badaniami w tej materii przeprowadzonymi w ZSRR, aby móc wyciągnąć pewne wnioski i w naszych warunkach.

Pozornie wydawałoby się, że dołączanie telewizorów i masowe korzystanie z nich w godzinach szczytu, zwłaszcza w zimie, powoduje gwałtowny wzrost obciążenia sieci elektroenergetycznej, a nawet konieczność wyłączania poszczególnych dzielnic lub bloków domów. Tak też myślano początkowo w ZSRR. Obliczono nawet, że np. w Leningradzie liczącym na początku 1955 r. około 150 tys. czynnych telewizorów (pobierających szacunkowo po 250 W) dodatkowa moc pobierania z sieci wyniesie około 37,5 MW (!) (Dla porównania: u nas w okręgu warszawskim mamy obecnie około 50 tys. telewizorów, przy czym liczba ta w najbliższym czasie znacznie wzrośnie).

Zastanawiano się nawet, czy przy projektowaniu nowych osiedli nie należało by wprowadzić poprawki co do mocy na izbę (dotychczas w ZSRR liczy się 12 W na 1 m² powierzchni użytkowej).

Dla wyjaśnienia stanu faktycznego przeprowadzono szereg pomiarów.

A. Zmierzono obciążenie większego mieszkania o kilku izbach; w jednej z nich był zainstalowany telewizor. Pomiary wykonywano zimą w godzinach szczytu (godz. 20) w ciągu 4 dni. W pierwszym dniu pomiarów stacja telewizyjna była nieczynna; w następnych trzech dniach program telewizyjny był nadawany. Wyniki podane są w tablicy 2.

Tablica 2

Wyniki pomiarów poboru mocy z sieci w poszczególnych izbach i mieszkaniach

Dzień pomiaru	Pobór mocy z sieci (W)			
	Izba 1	Izba 2 (z telewizorem)	Izba 3	Pobór mocy w całym mieszkaniu
1	120	187	155	462
2	25	360	—	385
3	143	375	145	663
4	100	280	64	444

Jak widać, zwiększony pobór mocy w izbie z zainstalowanym telewizorem jest dość wyraźny, jednak wpływ telewizora na pobór energii w całym mieszkaniu jest już mało uchwytny.

B. Wykonano pomiary obciążeń w domach z dużą liczbą zainstalowanych telewizorów. Pomiary były dokonywane w dniach i godzinach, gdy stacja telewizyjna była czynna, jak również o tej samej godzinie w dniach, kiedy program nie był nadawany. Wyniki zestawione są w tablicy 3.

Tablica 3

Wyniki pomiarów obciążeń w domach z dużą liczbą telewizorów

Liczba pomiarów 45	Liczba przypadków, w których pobór energii z sieci przez dany dom przy czynnych telewizorach był	
	mniejszy lub równy	większy
	niż pobór energii z sieci przez dany dom przy nieczynnych telewizorach	
	23	22

Jak widać — pomiary te nie dają dostatecznej podstawy do wnioskowania o wpływie pracy telewizorów na obciążenie sieci.

C. W roku 1955 wykonano również pomiary obciążeń na dopływach do poszczególnych domów, w tych samych godzinach szczytu, zarówno w dniach nadania programu telewizyjnego, jak również w dniach, gdy stacja telewizyjna była nieczynna. W ciągu roku wykonano ponad 400 pomiarów obciążeń na 5 różnych dopływach. Wyniki podane są w tablicy 4.

Tablica 4

Wyniki pomiarów obciążeń na 5 dopływach do domów

	zima	lato	w ciągu roku
Całkowita liczba pomiarów	120	118	416
Liczba przypadków, w których obciążenia w dniach nadawania programu telewizyjnego i w dniach przerwy w nadawaniu były jednakowe	54	22	116
Liczba przypadków, w których obciążenia w dniach nadawania programu telewizyjnego były mniejsze niż w dniach przerwy w nadawaniu	22	51	127
Liczba przypadków, w których obciążenia w dniach nadawania programu telewizyjnego były większe niż w dniach przerwy w nadawaniu	44	45	173

Poza tym w ciągu lipca i grudnia 1955 r. wykonano pomiary na 11 różnych dopływach. Wyniki pomiarów podane są w tablicy 5.

Tablica 5

Wyniki pomiarów obciążeń na 11 dopływach do domów

	lipiec	grudzień
Całkowita liczba pomiarów	183	108
Liczba przypadków, w których obciążenia w dniach nadawania programu i w dniach przerwy były jednakowe	61	29
Liczba przypadków, w których obciążenia nadawania programu były mniejsze niż w dniach przerwy w nadawaniu	52	42
Liczba przypadków, w których obciążenia w dniach nadawania programu były większe niż w dniach przerwy w nadawaniu	70	37

Z pomiarów w tablicy 4 i 5 najciekawsze są dane z okresu zimy. Wskazują one, że w większości przypadków obciążenie sieci w godzinach nadawania programu telewizyjnego jest nią większe, a często nawet mniejsze niż w tych samych godzinach innego dnia, kiedy program nie jest nadawany.

Wyniki pomiarów w okresie letnim są ciekawe z tego względu, że załączanie telewizorów do sieci powinno być zdawałoby się — decydującą dla wielkości obciążenia, gdyż obciążenie na potrzeby oświetlenia jest wówczas nieznaczne.

Podsumowując wszystkie wyniki pomiarów dochodzi się do wniosku, że załączanie telewizorów — prawie nie wpływa na obciążenie sieci elektroenergetycznej. W ok. 40% przypadków pobór energii z sieci w godzinach nadawania programu nieco się zwiększał, ale również w ok. 40% przypadków pobór energii zmniejszał się w tych godzinach.

Analizując wyniki pomiarów, przeprowadzający je doszli do przekonania, że trzeba tu uwzględnić również wpływ innych urządzeń elektrycznych i oświetlenia w godzinach nadawania programu telewizyjnego. Z reguły, podczas pracy telewizora oświetlenie w pokoju, w którym jest on zainstalowany, wyłącza się całkowicie lub znacznie zmniejsza.

Przy telewizorze zbiera się zazwyczaj cała rodzina, a często znajomi lub sąsiedzi. Zarówno gospodarze jak i goście nie korzystają równocześnie z telewizora oraz z pełnego oświetlenia w innych pomieszczeniach, a także i z innych urządzeń elektrycznych, jak żelazka, kuchenki, odkurzacze, odbiorniki radiowe itp. Średnie obciążenie energetyczne domu ma zatem tendencję raczej malejącą.

Poza tym należy jeszcze wspomnieć o dwóch czynnikach przyczyniających się do dalszego zmniejszania się poboru energii z sieci: zastąpienie lamp w nowszych modelach telewizorów półprzewodnikami (patrz tabl. 1) oraz często trwałe obniżenie się napięcia w sieci poniżej znamionowego (lecz jeszcze w granicach tolerancji dla pracy telewizora).

Wnioski z przeprowadzonych badań wydają się słuszne; mają one zastosowanie i w naszych warunkach. Można zaryzykować nawet twierdzenie, że odbiorniki telewizyjne pracujące w godzinach szczytu zimowego raczej przyczyniają się do zmniejszenia poboru energii z sieci, a nie stanowią dodatkowego obciążenia.

Wydaje się więc, że w naszych warunkach przerwy w telewizyjnym programie wieczornym w czasie godzin szczytu, uzasadniane koniecznością zmniejszenia obciążenia sieci przez odbiorniki telewizyjne — są niepotrzebne i mogą być skasowane.

Inż. Jan Krupski

Systemy telewizyjne

JEDNYM z elementów służących do „nastawiania" telewizora na odbiór programu jest przełącznik kanałów. Spełnia on funkcję podobną do tej, jaka przypada przełącznikowi zakresów w zwykłym odbiorniku radiofonicznym. Kanałem telewizyjnym nazywa się pasmo o szerokości potrzebnej do nadania jednego programu telewizyjnego.

Aby możliwy był odbiór programu najbliższego ośrodka telewizyjnego, przełącznik kanałów musi być ustawiony na pozycję odpowiadającą temu kanałowi, w jakim nadaje dany ośrodek.

Telewizja rozporządza ogółem kilkudziesięcioma kanałami; nie wszystkie jednak mogą być w każdym odbiorniku uwzględnione z uwagi na ograniczoną ilość pozycji, jakie może mieć przełącznik.

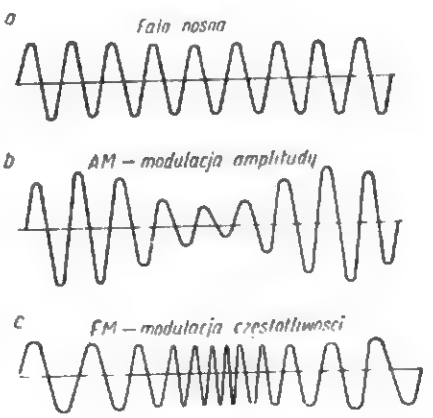
Najnowsze typy telewizorów, jak np. „Belweder" produkcji krajowej, umożliwiają odbiór w 8 różnych kanałach. Producenci starają się przystosować odbiorniki do tych kanałów, w jakich pracują ich krajowe ośrodki oraz ośrodki w krajach, do których odbiorniki są eksportowane. Na końcu artykułu podane są kanały, w jakich pracują nasze ośrodki telewizyjne.

Warunek posiadania przez odbiornik telewizyjny odpowiedniego kanału jest warunkiem koniecznym, ale jeszcze nie wystarczającym do odbioru programu; odbiornik musi bowiem jeszcze odpowiadać systemowi nadawania stacji telewizyjnej.

W różnych krajach ośrodki posługują się różnymi systemami nadawania telewizji, np. systemem, w którym obraz analizowany jest za pomocą 405 linii, jak w W. Brytanii, lub 625 linii — jak w naszym kraju.

Do innych cech odróżniających systemy telewizyjne należą: szerokość pasm w kanałach, szerokości pasm wizyjnych, odstępy częstotliwości w kanale, ilość obrazów nadawanych w ciągu 1 sekundy oraz rodzaje modulacji. Przejdę z kolei do omówienia tych różnic, a następnie do zestawienia danych charakteryzujących istniejące w telewizji systemy nadawcze.

Zasada działania nadajnika telewizyjnego niczym nie różni się od pracy nadajników radiofonicznych. W jednym i drugim przypadku do wytwarzania fali nośnej służy generator w. cz., a moc nadawania zależy od ilości i układu stopni wzmacniających.



Rys. 1

Typowe są również sposoby modulacji nośnej: a więc albo modulacja amplitudy *(AM)*, albo modulacja częstotliwości *(FM)*.

Wskutek modulacji systemem *AM* zmienia się amplituda fali nośnej. Modulacja systemem *FM* powoduje natomiast zmiany częstotliwości, przy zachowaniu stałej amplitudy fali. Na rys. 1 pokazana jest fala nośna bez modulacji *(a)* oraz z modulacją amlitudy *(b)* i częstotliwości *(c)*.

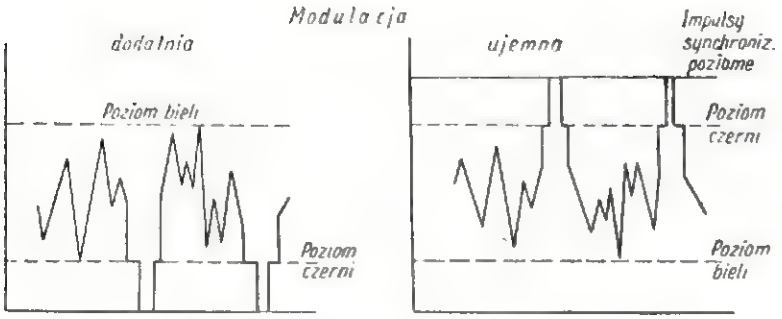
W telewizji stosuje się dwie fale nośne, a mianowicie: wizji i fonii. Fala nośna wizji modulowana jest we wszystkich systemach telewizyjnych *AM*, natomiast falę nośną fonii moduluje się w niektórych systemach sposobem *AM*, w innych — *FM*.

Modulacja wizji może być dodatnia i ujemna. Dodatnią jest taka modulacja, w której im silniejszy sygnał modulujący, tym jaśniejszy otrzymuje się obraz odpowiadającego mu punktu na ekranie.

W systemie modulacji ujemnej zachodzi zjawisko odwrotne: silniejszym sygnałom odpowiadają ciemniejsze elementy obrazu.

Telewizja polska posługuje się ujemnym systemem modulacji fali nośnej obrazu. System ten można nazwać modulacją „w czerń", podczas gdy modulacja dodatnia będzie modulacją „w biel" (rys. 2).

Modulacja ujemna ma pewne zalety, między innymi mniejszy niż przy modulacji dodatniej wpływ zakłóceń na obraz. W tym systemie modulacji sygnały zakłócające są na obrazie ciemne; nie zmniejsza się więc wyrazistość



Rys. 2

odbioru nawet przy jego małej kontrastowości.

Modulacji fal nośnych w.cz. zakresów długo-, średnio-, krótko- lub ultrakrótkofalowego dokonuje się za pomocą sygnałów o częstotliwościach mniejszych niż częstotliwość nośna.

Jeżeli chodzi o nadawanie dźwięku, to częstotliwości modulujące znajdują się w pasmie akustycznym, które jest pasmem m.cz. Obejmuje ono zakres od kilkunastu Hz do około 20 kHz.

Do nadawania obrazów wymagane jest pasmo o znacznie większej szerokości. Szerokość pasma częstotliwości wizyjnej zależy od ilości linii, na jakie dzieli się obraz, od ilości obrazów nadawanych w ciągu 1 sekundy oraz od stosunku szerokości do wysokości obrazu według przybliżonej zależności:

$$f_{maz} = \frac{4}{3} \cdot \frac{N^2 \cdot n}{2}$$

gdzie:

N — oznacza ilość linii,

n — ilość obrazów na sekundę.

Jest to zależność dla obrazu o stosunku szerokości do wysokości jak 4:3.

Zakładając $N = 625$ linii i $n = 25$ obrazów na sekundę (tak jak w systemie telewizji polskiej), otrzymuje się wartość maksymalnej częstotliwości wizji $f_{max} = 6{,}5$ MHz.

Im większą szerokość ma pasmo wizyjne, tj. im większe jest f_{max}, tym wyrazistszy jest obraz na ekranie, bo składa się z większej ilości punktów.

W praktyce okazało się, że dostateczna ilość drobnych elementów w obrazie występuje nawet już wówczas, gdy szerokość pasma wynosi tylko 70% szerokości obliczonej w wyżej podany sposób. Małe obrazy np. o wymiarach 24 × 18 cm będą jeszcze zadowalające przy szerokości pasma zaledwie 2,5 MHz.

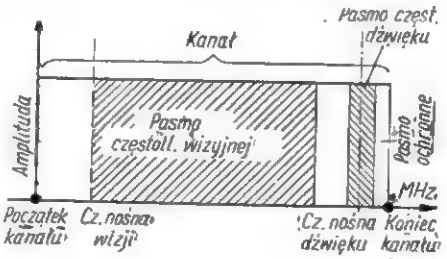
Szerokość pasma wpływa na jakość obrazu tylko wtedy, gdy plamka promienia wybierającego w lampie obrazowej jest mała w porównaniu z odstępem między liniami. Elementy obrazu mniejsze od średnicy plamki nie będą bowiem odtworzone nawet przy najszerszym pasmie przenoszenia obrazu.

Pasmo częstotliwości wizyjnej musi mieścić się w kanale, w jakim pracuje dany ośrodek telewizyjny.

Kanał obejmuje częstotliwości nośne obrazu i dźwięku oraz należące do nich pasma częstotliwości modulujących, o których była wyżej mowa. Pasmo wizyjne ma w różnych systemach telewizyjnych różną szerokość wynoszącą od 3 do 10,4 MHz. Dla przekazywania dźwięku rezerwuje się w kanale pas o stosunkowo małej szerokości, gdyż częstotliwości dźwięku mają stosunkowo małe pasmo (do około 20 kHz).

Nawet przy zastosowaniu w torze fonii szerokowstęgowej modulacji częstotliwości, szerokość widma jest jeszcze kilkadziesiąt razy mniejsza od najmniejszej szerokości pasma wizyjnego.

Wykreślenie na rysunku obydwu pasm w tej samej skali praktycznie nie byłoby możliwe, gdyż wtedy pasmo do przesyłania dźwięku ograniczyłoby się do jednego punktu.



Rys. 3

Na rys. 3 podana jest struktura kanału telewizyjnego z poszerzonym dla wyrazistości pasmem dźwięku i z ostro obciętymi końcami pasm. Telewizja posługuje się głównie trzema zakresami częstotliwości, które mieszczą się w granicach od 41 do 68 MHz, od 87,5 do 100 MHz i od 174 do 223 MHz.

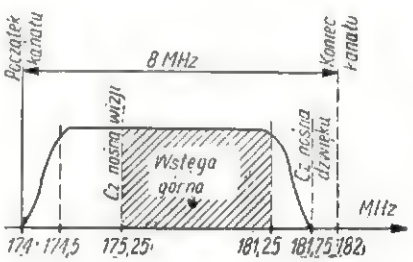
Szerokość całego kanału telewizyjnego w różnych systemach jest różna i wynosi od 5 do 14 MHz. Oznacza to, że jeżeli początek kanału ma częstotliwość np. 41 MHz, to częstotliwość w końcu kanału wynosi 46 lub więcej MHz — aż do 55 MHz, zależnie od systemu telewizyjnego.

W telewizji polskiej szerokość jednego kanału wynosi 8 MHz, w tym pasmo częstotliwości wizyjnej — 6 MHz. Takich kanałów w zakresie np. III — od 174 do 223 MHz, tj. o szerokości 49 MHz, można zmieścić około sześciu.

Dla przykładu podany jest na rys. 4 rozkład częstotliwości w kanale od 174 do 182 MHz, w jakim pracuje ośrodek telewizyjny w Łodzi. Szerokość kanału wynosi tu 8 MHz. Częstotliwość nośna wizji w tym przypadku równa się 175,25 MHz.

W wyniku modulacji częstotliwościami wizyjnymi, po obydwu stronach fali nośnej powstają wstęgi boczne, każda o szerokości odpowiadającej maksymalnej częstotliwości wizji, np. 6 MHz.

Nadawanie dwuwstęgowe zmuszało by w tym przypadku do zajęcia kanału o szerokości przynajmniej 12 MHz



Rys. 4

Aby zmniejszyć tę szerokość, stosuje się nadawanie za pomocą fali nośnej i jednej górnej wstęgi bocznej.

Nadawanie jednowstęgowe osiąga się przez usunięcie dolnej wstęgi bocznej za pomocą odpowiedniego filtra. Odcięcie całej wstęgi ze względów technicznych nie jest możliwe. Pozostająca część dolnej wstęgi ma zwykle szerokość około 0,75 MHz

W podanym przykładzie wstęga górna o szerokości 6 MHz kończy się na częstotliwości 181,25 MHz, licząc w prawo od częstotliwości nośnej obrazu. Częstotliwość nośna dźwięku znajduje się w odległości + 0,5 MHz od końca pasma wizji, aby nie było wpływu dźwięku na wizję. W ten sposób odstęp pomiędzy częstotliwościami nośnymi obrazu i dźwięku wynosi tu 6,5 MHz.

Podobnie, aby nie było wpływu dźwięku na wizję kanału sąsiedniego, częstotliwość nośna dźwięku znajduje się w odległości 0,25 MHz od górnej krawędzi kanału. Odstęp ten stanowi tzw. pasmo ochronne między kanałami. Odstępy te stosowane są we wszystkich kanałach telewizyjnych.

A oto dane różnych systemów telewizyjnych stosowanych w W. Brytanii

(system B), we Francji (F), w Ameryce (A) i w Europie (E, ER).

Telewizja warszawska pracuje systemem ER w kanale ER III. Częstotliwości nośne obrazu i dźwięku poszczególnych kanałów tego systemu są następujące:

Dane systemów telewizyjnych	B	A	E	ER	F
Ilość linii	405	525	625	625	819
Szerokość pasma częst. wizyjn. (MHz)	3	4	5	6	10,4
Szerokość pasma kanału (MHz)	5	6	7	8	14
Odstęp częst. nośnych obraz-dźwięk (MHz)	—3,5	+4,5	+5,5	+6,5	—11,15
Odstęp dźwięk-granica kanału (MHz)	+0,25	—0,25	—0,25	—0,25	+0,1
Częstotliwość linii (Hz)	10 125	15 750	15 625	15 625	20 475
Ilość obrazów na sek	25	30	25	25	25
Rodzaj modulacji wizji	AM+	AM—	AM—	AM—	AM+
Rodzaj modulacji dźwięku	AM	FM	FM	FM	AM

Do danych charakterystycznych systemu należy jeszcze ilość obrazów nadawanych w ciągu 1 sekundy oraz częstotliwość linii.

Częstotliwość ta jest równa iloczynowi ilości obrazów przez ilość linii danego systemu. Znak „minus" w pozycji „odstęp cz. nośnych obraz-dźwięk" oznacza, że częstotliwość nośna fonii jest niższa od częstotliwości nośnej wizji, tj. że znajduje się w lewo od niej. Za dodatni przyjmuje się kierunek w prawo, tj. w stronę zwiększających się częstotliwości (znak „plus").

Liczba w rubryce „odstęp dźwięk-granica kanału" ma zawsze znak przeciwny niż liczba z pozycji poprzedniej, przy czym plus oznacza lewy kraniec kanału, a minus — prawy.

kanał	ER I	ER II	ER III	ER IV	ER 1	ER 2	ER 3
obraz	41,75	49,75	59,25	77,25	145,25	153,25	161,25
dźwięk	48,25	56,25	65,75	83,75	151,75	159,75	167,75

kanał	ER 4	ER 5	ER 6	ER 7	ER 8	ER 9
obraz	169,25	177,25	185,25	193,25	201,25	209,25
dźwięk	175,75	183,25	191,75	199,75	207,75	215,75

Odstęp częstotliwości nośnych obrazu i dźwięku wynosi w tym systemie 6 5 MHz. Z takim odstępem nadają wszystkie ośrodki telewizyjne w Polsce.

Częstotliwości nośne naszych już pracujących ośrodków i tych, które w najbliższym czasie będą uruchomione:

Ośrodek	Częstotliwość nośna	
	obrazu	dźwięku
Warszawa	59,25	65,75
Gdańsk	77,25	83,75
Łódź	175,25	181,75
Katowice	191,25	197,75
Poznań	193,25	199,75
Wrocław	223,25	229,75

Dla informacji podaję, że w budowie znajdują się ośrodki w Gdańsku i Wrocławiu. Ten ostatni będzie wyposażony tylko w urządzenia stacji nadawczej, natomiast program będzie transmitowany z Katowic.

Telewizyjne Dx-y

W 1955 r., zachęcony artykułami inż. Olszewskiego drukowanymi w „Radioamatorze", zbudowałem odbiornik telewizyjny.

Odbiornik mój posiada jeden stopień w. cz. na lampie *6Ż1P*, oscylator i mieszacz na lampie *6N15P*, cztery stopnie pośr. cz. wizji na lampach *6Ż3P*, detektor i separator impulsów synchronizujących na lampie *6X6* oraz jednostopniowy wzmacniacz wizji na lampie *6P9*.

Sygnał fonii wybrany z pierwszego obwodu pośr. cz. wzmocniony 3-stopniowym wzmacniaczem pośr. cz. na lampach *6Ż3P*, dyskryminator fazy na lampie *6X6*, 2-stopniowy wzmacniacz m. cz. na lampach *6Ż8* i *6V6*.

Głośniki użyłem dwa (jeden o średnicy 16 cm, drugi 22 cm).

Pośrednia częstotliwość wizji około 21 MHz, pośrednia fonii — około 15 MHz. Generatory odchylające pionowe i poziome w układzie multiwibratorów na lampach *6N7*. Wzmacniacz mocy generatora linii na lampie *G807*, dioda usprawniająca *6C4P*, prostownik generatora ramki na lampie *6V6*.

Początkowo odbiornik pracował na lampie *DG71*, następnie na lampie o średnicy 13 cm elektrostatycznej produkcji radzieckiej, obecnie na kineskopie radzieckim z pułapką jonową *18ŁK5B*.

Antenę zbudowałem 2-piętrową, po trzy elementy typu Yagi, dopasowaną do częstotliwości stacji telewizyjnej Pragi Czeskiej, która jest czasem odbierana w Szprotawie, zależnie od warunków atmosferycznych mimo odległości około 185 km. Antena ustawiona na stałe w kierunku południowo-zachodnim, tzn. na Pragę. Odprowadzenie anteny kablem koaksjalnym o oporności 70 Ω.

W celu wzmocnienia bardzo słabych sygnałów Praskiej telestacji, zbudowałem 4-stopniowy wzmacniacz antenowy, opierając się na schemacie Czerniawskiego z nru 8/53 radz. „Radia". Wzmacniacz ten daje około 50-krotne wzmocnienie przy małym poziomie szumów, umożliwiając odbiór przy natężeniu sygnału około 3—5 μV.

W r. 1956 oprócz częstych odbiorów programu Pragi, od czerwca do sierpnia odbierałem dość często program telewizji angielskiej, francuskiej i szwajcarskiej. Niekiedy udawało mi się oglądać ciekawe urywki programu, lecz odbiór na ogół był mało stabilny i zakłócany sygnałami stacji telegraficznych.

Dx-y w 1957 r. rozpoczęły się dnia 14 maja o godz. 17. Następnie Moskwa była odbierana w dniach 16, 18, 19 i 26 maja. Program telewizji angiel-

skiej był odbierany w dniach 18 i 19 maja. Najlepiej jednak były odbierane stacje telewizyjne RAI na częstotliwości 62,25 i 82,25 MHz. W dniach 17, 18, 19 i 26 (obserwacje moje dotyczą tylko godzin popołudniowych, od 16 do 22) odbiór programu RAI był tak dobry, że bez zaniku można było oglądać tablicę (monoskop) lub program przez 3—4 godziny.

Siła sygnału wizji i fonii była tak wielka, że musiałem zupełnie wyłączyć regulator kontrastu i jeszcze obraz pozostawał zbyt kontrastowy.

W czerwcu odbiór jeszcze bardziej się poprawił. Moskwa była odbierana w dniach 7, 12, 13, 14, 16, 17, 18, 20 i 23 czerwca. Londyn i pozostałe stacje angielskie pracujące w pierwszym pasmie były odbierane w dniach 11, 12, 13, 16, 17, 18, 20 i 22 czerwca. Z Londynu oglądałem m.in. przyjazd królowej karetą na wyścigi konne oraz same wyścigi. W dniu 8 czerwca od godziny 16 do 17.30 ze stacji RAI oglądałem rozgrywki tenisowe, grę podwójną panów, w której brali udział polscy tenisiści (Skonecki i Piontek). Dalszy odbiór stacji RAI miałem w dniach 9, 11, 14, 16, 17 i 22 czerwca. Odbiór tego programu był najbardziej stabilny i dobry.

W czerwcu również były odbierane sygnały telewizji francuskiej na częstotliwościach 52.40 MHz i szwajcarskiej na częstotliwości 48,25 i 55,25 MHz. Odbiór tych stacji był bardzo krótkotrwały. W lipcu odbiór uległ pogorszeniu, pierwsza połowa miesiąca była zupełnie martwa, tylko w dniach 21, 22, 23, 24 i 25 były odbierane programy angielskie, radzieckie, włoskie.

W sierpniu, kiedy prowadziłem mało obserwacji, miałem tylko jeden odbiór stacji angielskich i Moskwy.

We wrześniu odbiorów nie notowałem, natomiast 6 października od godz. 14 do 18 odbierałem z dużą siłą program Moskwy I i II, która nadawała m.in. film kukiełkowy dla dzieci.

Dnia 7 października, przed południem, odbierałem stacje zachodnioniemieckie, jednak z małą siłą. Dnia 20 października o godzinie 12 odbierałem z dużą siłą moskiewską centralną stację amatorską UKF.

Potwierdziło to moje obserwacje, a mianowicie, że zbliżający się niż barometryczny, 2—3 dni przed opadami w bardzo dużym stopniu poprawia propagację fal ultrakrótkich. Zbliżający się niż pozwala czasem odbierać program Pragi Czeskiej z siłą sygnału około 300 — 500 μV.

W dniu 13 listopada od godz. 19 do 19.30 odbierałem stację RAI na częstotliwości 62,25 MHz, która nadawała pokaz nowoczesnych mebli.

Budowa telewizora kosztowała mnie dużo trudu, no i trochę pieniędzy, ale trud się opłacił, umożliwiając przyjemne spędzenie wolnego od pracy czasu. Obecnie przerabiam telewizor, przystosowując go do odbioru budowanej we Wrocławiu stacji retransmisyjnej, zmieniając m.in. kineskop na inny, o średnicy 30 cm.

Zachęcam radioamatorów do eksperymentowania i budowy telewizorów oraz wymiany doświadczeń, aby szybciej zlikwidować zaległości w tej dziedzinie techniki i przyczynić się do upowszechnienia telewizji.

Mieczysław Bauman
ze Szprotawy

Porady

Ob. Dzień Stanisław — Bielsko Biała

Do uzyskania odbioru programu telewizyjnego z Katowic za pomocą odbiornika typu „Rubens" może być wykorzystany „czwarty kanał" tego odbiornika (przez odpowiednie ustawienie przełącznika).

Obwody w tym kanale nastrojone są na częstotliwości najbardziej zbliżone do częstotliwości fal nośnych wizji i fonii, na jakich pracuje radiostacja w Katowicach.

Sposób dostrojenia kanału podaliśmy w odpowiedzi dla ob. L. Czempy w nrze 2/58.

Samodzielne wykonanie cewki obwodu oscylatora, w celu włączenia jej między wolne styki przełącznika kanałów, jest możliwe — na wzór cewek, znajdujących się w odbiorniku.

Są one umieszczone w metalowej puszce razem z przełącznikiem kanałów.

Po odjęciu spodniej przykrywy aparatu puszka ta jest dobrze widoczna w odkrytym wnętrzu. Wyglądem swoim przypomina zamknięty agregat kondensatorów obrotowych używany dawniej w radioodbiornikach starszego typu.

Aby otworzyć puszkę, trzeba zdjąć zamykającą ją zewnętrzną ściankę blaszaną. Pod nią znajduje się ruchoma konstrukcja przełącznika kanałów wraz z cewkami.

Cewka oscylatora potrzebna do uzyskania odbioru „Katowic" powinna mieć mniej więcej o jeden zwój mniej niż cewka przystosowana do odbioru w czwartym kanale.

Kineskop B30M2 nadaje się do Rubensa tak samo dobrze, jak typ B30M1, gdyż kineskopy te nie różnią się wymiarami.

Uważamy za słuszną propozycję, aby w sprzedaży znajdowały się cewki potrzebne do odbioru programów nadawanych przez wszystkie polskie ośrodki telewizyjne.

Oczywiście można tego wymagać przede wszystkim w stosunku do odbiorników produkcji krajowej.

Według informacji uzyskanych z Warszawskich Zakładów Telewizyjnych, aparaty typu „Belweder" będą mieć dla rozmaitych rejonów kraju różne kanały, przystosowane do odbioru najbliższych ośrodków telewizyjnych. Miejmy nadzieję, że dystrybucja odbiorników nie sprawi nabywcom niemiłych niespodzianek.

Ob. Wojciech Sojka z Warszawy

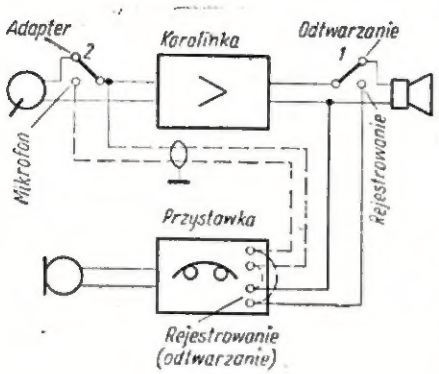
W pierwszym Pana pytaniu chodzi o sposób połączenia przystawki ze wzmacniaczem gramofonowym „Karolinka" i ze zwykłym radioodbiornikiem.

W celu zarejestrowania na taśmie magnetofonowej dźwięków z gramofonu „Karolinka", należy wyjście wzmacniacza pracującego na głośnik przełączyć z głośnika na przystawkę. Ze względów praktycznych dobrze było by wmontować do „Karolinki" przełącznik dwubiegunowy, który by działał w sposób pokazany na rysunku (przełącznik oznaczony na rysunku cyfrą 1).

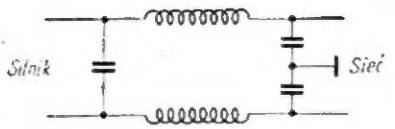
Gdyby chodziło o zarejestrowanie audycji radiowej, należy w ten sam sposób włączyć do przystawki zamiast przewodów głośnikowych „Karolinki" — przewody głośnikowe z radioodbiornika (po transformatorze głośnikowym).

Pozostaje jeszcze możliwość rejestrowania dźwięków za pomocą mikrofonu. W tym celu mikrofon włącza się do gniazd mikrofonowych przystawki, a gniazda wyjściowe w przystawce włącza się na wejście wzmacniacza „Karolinki" zamiast adaptera.

Przełączanie można dla wygody wykonywać za pomocą przełącznika w gramofonie obok przełącznika 1.



Aby odtworzyć taśmę, trzeba wyjąć z gniazd przystawki przewody (narysowane liniami ciągłymi i liniami przerywanymi), a następnie końce



przewodów wyjętych z górnej pary gniazd włączyć do gniazd dolnych. Można tu również zastosować przełącznik czterobiegunowy.

W drugim pytaniu chodzi o sposób wyeliminowania zakłóceń, jakie wywiera praca silniczka gramofonowego „Karolinki" na przystawkę magnetofonową. Działanie zakłócające silniczka spowodowane jest tym, że silnik i przystawkę zasila się z gniazda wtykowego tej samej instalacji elektrycznej. Zakłócenia można usunąć przez włączenie filtru przeciwzakłóceniowego pomiędzy gniazdo sieciowe i silnik gramofonowy. Filtr powinien się składać z dławików i z kondensatorów w układzie podanym na rysunku.

Kondensatory powinny mieć pojemność rzędu 0,1 mikrofarada, a dławiki indukcyjność kilku do kilkudziesięciu milihenrów. W praktyce można je wykonać z drutu cewkowego o średnicy 0,2 ÷ 0,3 mm, nawijając na rurkę preszpanowaną 100 do 2000 zwojów. W niektórych przypadkach zastosowanie dławików może okazać się zbędne. Wtedy filtr składa się z samych kondensatorów, które muszą być kondensatorami typu blokowego na przebicie 700 ÷ 1500 woltów.

Rozwiązujemy sami...

Rozwiązanie zadań z poprzedniego numeru

Zadanie 1.

Oporność między punktami *C* i *D* jest równa:

$$\frac{1}{R_{CD}} = \frac{1}{2} + \frac{1}{5} = \frac{5+2}{10} = \frac{7}{10}$$

Stąd

$$R_{CD} = \frac{10}{7} = 1{,}43\ \Omega$$

Oporność między punktami *D* i *B*:

$$\frac{1}{R_{DB}} = \frac{1}{2} + \frac{1}{6} + \frac{1}{4} = \frac{6+2+3}{12} = \frac{11}{12}$$

$$R_{DB} = \frac{12}{11} = 1{,}09\ \Omega$$

Oporność wypadkowa między punktami *A* i *B* jest więc równa

$$R_{AB} = R_{AC} + R_{CD} + R_{DB} = 2 + 1{,}43 + 1{,}09 = \mathbf{4{,}52\ \Omega}$$

Zadanie 2.

Obliczamy jak w zadaniu 1 oporności zastępcze poszczególnych zespołów oporników

$$\frac{1}{R_2} = \frac{1}{4000} + \frac{1}{2000} = \frac{3}{4000}$$

stąd $R_2 = \frac{4000}{3} = 1333\ \Omega$

$$\frac{1}{R_4} = \frac{1}{1000} + \frac{1}{8000} + \frac{1}{5000} = \frac{17}{40000}$$

stąd $R_4 = 2353\ \Omega$

zatem oporność wypadkowa całej gałęzi oporników

$R = 1000 + 1333 + 6000 + 2353 =$
$= \mathbf{10686\ \Omega}$

Zastosowanie prawa Ohma

1) Do baterii ogniw o sile elektromotorycznej $E = 3$ V załączono opornik 25-omowy. Pomijając oporność wewnętrzną baterii, obliczyć natężenie prądu płynącego w obwodzie.

Stosujemy wzór na prawo Ohma.

$$I = \frac{E}{R}$$

E — siła elektromotoryczna działająca w obwodzie = 3 V,
R — całkowita oporność obwodu = 25Ω
I = natężenie prądu w amperach.

Obliczamy; $I = \frac{E}{R} = \frac{3}{25} = \mathbf{0{,}12\ A}$

Pytanie: jaki opornik dodatkowy należy załączyć do obwodu, aby ograniczyć prąd do 1/3 jego poprzedniej wartości?

Rozwiązanie:

Oznaczamy nieznaną wartość dodatkowego opornika przez r. Oporność wypadkowa całego obwodu wynosi więc $R + r$. Natężenie prądu ma być równe jednej trzeciej natężenia obliczonego, czyli $I = \frac{0{,}12}{3} = 0{,}04$ A. E — pozostaje to samo = 3 V.

Z prawa Ohma wynika

$$I = \frac{E}{R+r} \quad \text{albo} \quad 0{,}04 = \frac{3}{25+r}$$

Mnożąc obie strony równania przez $25 + r$ otrzymamy

$0{,}04\ (25 + r) = 3$
$1 + 0{,}04\,r = 3$
$0{,}04\,r = 3 - 1$

$$r = \frac{2}{0{,}04} = \mathbf{50\ \Omega}$$

2) Odbiornik bateryjny zasilany jest z akumulatora o sile elektromotorycznej $E = 2{,}1$ V. Natężenie prądu płynącego przez odbiornik $I = 0{,}75$ A.

Pytanie: Jakie jest napięcie na zaciskach odbiornika, jeżeli oporność przewodów łączących baterię z odbiornikiem wynosi 0,1 Ω, a oporność wewnętrzna akumulatora jest do pominięcia?

Rozwiązanie:

Znamy prąd płynący w obwodzie pod wpływem siły elektromotorycznej $E = 2{,}1$ V. Wobec tego z prawa Ohma obliczamy całkowitą oporność obwodu:

$$R = \frac{E}{I} \quad R = \frac{2{,}1}{0{,}75} = 2{,}8\ \Omega$$

Ponieważ przewody łączące odbiornik z baterią mają oporność 0,1 Ω, wobec tego oporność odbiornika jest równa:

$$R_o = 2{,}8 - 0{,}1 = 2{,}7\ \Omega$$

Prąd $I = 0{,}75$ A płynąc przez odbiornik o oporności 2,7 Ω wywołuje napięcie na zaciskach odbiornika równe:

$$U = I \cdot R_o = 0{,}75 \cdot 2{,}7 = \mathbf{2{,}025\ V}$$

Zadania do rozwiązania

1) Po włączeniu cewki o oporności 2 Ω do obwodu elektrycznego natężenie prądu stałego zmalało z 2 A do 1,5 A.

Obliczyć siłę elektromotoryczną E działającą w obwodzie i ustalić wartość oporności tego obwodu przed załączeniem cewki.

(*Odpowiedź:* 12 V; 6 Ω).

2) Cztery ogniwa, każde o sile elektromotorycznej 1,5 V i oporności wewnętrznej 2 Ω, zostały użyte do zasilania odbiornika o oporności 2 Ω. Obliczyć wartość natężenia prądu w trzech różnych przypadkach:

a) wszystkie cztery ogniwa połączone są szeregowo,
b) wszystkie ogniwa połączone są równolegle,
c) dwie pary szeregowo połączonych ogniw połączone są równolegle.

WYKAZ STACJI RADIOFONICZNYCH (cz. III)

Częstotliwość kHz	Długość fali w m	Moc kW	Radiostacja	Kraj
5955	50.38	10/100	Allouis	Francja
5955	**50.38**	7,5/100	**Warszawa**	**Polska**
5955	50.38	5/100	AIR, Delhi	Indie
5960	50.34	100	R. Nacional	Portugalia
5960	50.34	50/60/100	R. Rzym	Włochy
5960	50.34	15/100	Moskwa	ZSRR
5960	50.34	10/100	Wolna Europa	NRF
5965	50.28	100	Allouis	Francja
5968	50.27	5/25/50 /100	Vatican City	Włochy
5970	50.25	50	R. Kanada	Kanada
5970	50.25	15/100	Moskwa	ZSRR
5970	50.25	10/100	Wolna Europa	NRF
5972	50.21	15/100	BBC, Londyn	W. Brytania
5972	**50.21**	7,5/100	**Warszawa**	**Polska**
5976	50.20	100	R. Nacional	Portugalia
5980	50.17	5/100	AIR, Delhi	Indie
5980	50.17	100	Suwon	S. Korea
5980	50.17	10/100	Karachi	Pakistan
5980	50.17	15/100	Moskwa	ZSRR
5980	50.17	100	Deuts Welle	NRF
5985	50.13	10/100	Wolna Europa	NRF
5990	50.08	15/100	BBC, Londyn	W. Brytania
5990	50.08	10/100	Karachi	Pakistan
5990	50.08	5/100	AIR, Delhi	Indie
5995	**50.04**	7,5/100	**Warszawa**	**Polska**
5995	50.04	15/100	Moskwa	ZSRR
5995	50.08	15/100	Moskwa	ZSRR
5995	50.08	50	R. Nacional	Hiszpania
6000	50.00	35/100	VOA Tanger	Maroko
6005	49.96	5/25/50/ /100	Vatican City	Włochy
6010	49.92	15/100	Moskwa	ZSRR
6010	49.92	15/100	BBC, Londyn	W. Brytania
6010	49.92	0/60/100	R. Rzym	Włochy
6015	49.88	10/100	Wolna Europa	NRF
6020	49.83	10/100	Wolna Europa	NRF
6020	49.83	50/200	Dixon	USA
6025	49.79	50	R. Nederland	Holandia
6025	49.79	7,5/100	Warszawa	Polska
6030	49.75	5/25/50/ /100	Vatican City	Włochy
6030	49.75	15/100	Moskwa	ZSRR
6035	49.71	15/100	Moskwa	ZSRR
6035	49.71	15/100	BBC, Londyn	W. Brytania
6035	49.71	10/100	Karachi	Pakistan
6040	49.67	15/100	BBC, Londyn	W. Brytania
6040	49.67	15/100	Moskwa	ZSRR
6040	49.67	50/200	Delano	USA
6045	49.63	100	Dżakarta	Indonezja
6045	49.63	10/100	Allouis	Francja
6045	49.63	5/100	AIR, Delhi	Indie
6049	49.59	15/100	BBC, Londyn	W. Brytania
6055	49.55	100	Praga	Czechosłowacja
6060	49.50	15/100	BBC Londyn	W. Brytania
6060	49.50	50	R. Kanada	Kanada
6060	49.50	50	Herstedvester	Dania
6060	49.50	15/100	Moskwa	W. Brytania

Częstotliwość kHz	Długość fali w m	Moc kW	Radiostacja	Kraj
6060	49.50	50/60/100	Manila (VOA)	Filipiny
6060	49.50	7.5/50	Dixon	USA
6060	49.50	50/200	AIR, Delhi	Indie
6060	49.50	5/100	R. Rzym	Włochy
6066	49.46	100	Hörby	Szwecja
6069	49.43	50/100	Tokio	Japonia
6070	49.42	15/100	BBC, Londyn	W. Brytania
6070	49.42	100	R. Sofia	Bułgaria
6070	49.42	15/100	Moskwa	ZSRR
6070	49.42	5/100	AIR, Delhi	Indie
6070	49.42	10/50	Karachi	Pakistan
6075	49.38	100	VOA, Honolulu	Hawaje
6080	49.34	15/100	BBC, Londyn	W. Brytania
6080	49.34	50/100	Tokio	Japonia
6080	49.34	8/100	Munich (VOA)	NRF
6084	49.30	100	Bruksela	Belgia
6090	49.26	15/100	BBC,Londyn	W. Brytania
6090	49.26	50	R. Kanada	Kanada
6090	49.26	50	R. Luksemburg	Luksemburg
6090	49.26	15/100	Moskwa	ZSRR
6095	49.22	100	Hörby	Szwecja
6095	49.22	10/100	Wolna Europa	NRF
6100	49.18	15/100	Moskwa	ZSRR
	49.18	100	R. Belgrad	Jugosławia
6130	48,94	10/100	R. Wolna	NRF
6130	48,94	15/100	Wolna Europa	ZSRR
6130	48,94	100	R. National	Hiszpania
6135	**48,90**	7,5/100	**Warszawa**	**Polska**
6140	48,86	15/100	BBC Londyn	W. Brytania
6140	48,86	8/100	Monachium (VOA)	NRF
6145	48,82	100	Allouis	Francja
6150	48,78	15/100	BBC Londyn	W. Brytania
6150	48,78	15/100	Moskwa	ZSRR
6155	48,74	75/200	Mason	USA
6160	48,70	50	R. Kanada	Kanada
6160	48,70	15/100	Moskwa	ZSRR
6165	48,66	100	Schwarzenburg	Szwajcaria
6165	48,66	15/100	BBC Londyn	W. Brytania
6170	48,62	7,5/20	Sharq al Adna	Cypr
6170	48,62	100	Praga	Czechosłowacja
6170	48,62	15/100	BBC Londyn	W. Brytania
6170	48,62	15/100	Moskwa	ZSRR
6170	48,62	50	Brentwood	USA
6175	48,58	7.5/100	Singapore BBC	Malaje
6175	48,58	15/100	BBC Londyn	W. Brytania
6180	48,54	15/100	BBC Londyn	W. Brytania
6185	48,50	50/200	Delano	USA
6185	48,50	15/100	Moskwa	ZSRR
6190	48,47	5/25/50/ 100	Vatican City	Włochy
6190	48,47	5/100	AIR Delhi	Indie
6195	48,43	15/100	BBC Londyn	W. Brytania
6200	48,39	100	Allouis	Francja
6200	48,39	15/100	Moskwa	ZSRR
6210	48,31	15/100	Moskwa	ZSRR
6210	48,31	50/60/ 100	Rzym	Włochy

Nakładem Wydawnictw Komunikacyjnych ukazały się następujące książki

Zdzisław Bogucki — Odbiorniki superheterodynowe. Wydawnictwa Komunikacyjne, 1958 r., wyd. I, 135 str., format A5, cena 10 zł.

Autor książki w zwięzłej i przystępnej formie opisuje pracę odbiornika superheterodynowego, podając jednocześnie w zarysie obliczenia i sposób strojenia poszczególnych stopni tego odbiornika. Niektóre teoretyczne omówienia są przedstawione w postaci ilustracji łącznie z obliczeniami. Ilustracje te mają charakter praktycznego rozwiązania konstrukcyjnego.

Książka przeznaczona jest dla radioamatorów, jak również dla radiomechaników.

*

Edward Kowalczyk — Własności i zastosowanie tranzystorów. Wydawnictwa Komunikacyjne, 1957 r., wyd. I, 126 str., format A5, cena 12 zł.

Praca w sposób wyczerpujący i przystępny podaje podstawowe wiadomości z dziedziny fizyki tranzystorowej. Po omówieniu przebiegu zjawisk zachodzących w półprzewodnikach i tranzystorach, wprowadza czytelnika w zagadnienia własności i zastosowania tranzystorów. Książka zawiera tu także dane liczbowe, schematy i wzory, umożliwiające czytelnikowi na poziomie technika i inżyniera zapoznanie się z całokształtem zastosowania tranzystorów w układach i urządzeniach telekomunikacyjnych. Ponadto omówiono w książce sposoby pomiarów zasadniczych wielkości i parametrów występujących w technice tranzystorowej.

Książka ta w pewnym stopniu wypełni lukę w technicznej literaturze polskiej i z pewnością zainteresuje zarówno amatorów jak i fachowców z tej dziedziny.

*

Piotr Podgórski, Jerzy Woźniak — Pracownia teletechniczna (łączeniowa). Część I, wyd. I, str. 199, format A5, cena 10 zł.

W szkoleniu obsługi urządzeń teletechniki łączeniowej istotną rolę odgrywają ćwiczenia praktyczne. Ćwiczenia te mają na celu zapoznanie przyszłych pracowników z urządzeniami teletechnicznymi, jak np. aparaty telefoniczne i telegraficzne, z urządzeniami zasilającymi i zabezpieczającymi oraz z urządzeniami kontrolnymi. Zajęcia praktyczne obejmują badania i pracę zarówno poszczególnych elementów, jak i całych aparatów telefonicznych, łącznic ręcznych a także innych urządzeń teletechnicznych. Wszystkie te szczegóły zostały przez autora niezwykle starannie opisane. Zauważyć warto jeszcze, że na końcu książki czytelnik znajdzie opisy badań przekaźników telefonicznych obojętnych, pracujących w różnych układach.

Książka przeznaczona jest do użytku uczniów III klasy technikum łączności, chociaż korzystać z niej mogą uczniowie szkół zasadniczych na wydziale łączności oraz monterzy.

*

Kazimierz Czaja — Urządzenia elektryczne i zasilające. Wyd. I, str. 455, format A5, cena 21 zł.

Praca zawiera zasadnicze wiadomości o budowie i działaniu urządzeń elektroenergetycznych i zasilających, które to wiadomości przyswoić powinni pracownicy zatrudnieni przy eksploatacji urządzeń telekomunikacyjnych. W zasadzie książka jest podręcznikiem uczniów III klasy technikum łączności, dobrze jednak by było, ażeby i personel techniczny na poziomie majstra, a nawet technika skorzystał z tej książki.

*

Czesław Kicman — Szkoła pisania na dalekopisie. Wyd. I, poziom II, format A5, stron 46, rys. 13, nakład 3000 egz., zamówienie Ministerstwa Łączności.

Treść broszury obejmuje kolejne ćwiczenia, które powinny przerobić kandydatki na telegrafistki, szkolące się w pisaniu na dalekopisach samodzielnie lub na kursach. Oprócz tego broszura podaje najbardziej potrzebne dla telegrafistki informacje zawarte w regulaminie telegraficznym.

Ze względu na stały wzrost ilości dalekopisów w urzędach pt. i coraz większe zapotrzebowanie na korzystanie z nich konieczne jest jak najlepsze opracowanie techniki pisania na dalekopisie, w celu bezbłędnego przekazywania telegramów. Praca przeznaczona jest przede wszystkim dla pracowników w mniejszych urzędach pocztowo-telekomunikacyjnych, w których nie ma instruktorów. Mogą z niej również korzystać instruktorzy na kursach centralnych dla telegrafistek.

*

Stanisław Sypniewski — Poradnik radiooperatora. Wydawnictwa Komunikacyjne, 1957 r., wyd. I, str. 467, format A5, cena 34 zł (z cyklu „Biblioteka Radioamatora").

Praca radiooperatora często odbywa się w niezwykle trudnych warunkach, zwłaszcza gdy zatrudniony jest on w tzw. służbach ruchomych: lotniczej lub morskiej. W czasie pełnienia swych obowiązków radiooperator całkowicie jest zdany na własne siły i umiejętności. Dlatego też od kandydatów na radiooperatorów wymaga się bardzo dobrego przygotowania teoretycznego. Temu samemu celowi służy właśnie niniejsza książka. Jest ona praktycznym poradnikiem dla operatorów obsługujących różne radiostacje nadawczo-odbiorcze. Przy czym szczególną tu uwagę zwrócono na wyjaśnienie zjawisk i warunków niezbędnych dla prawidłowej pracy nadawczo-odbiorczych urządzeń radiowych. Nie pominięto też i takich spraw, jak przepisy i regulaminy obowiązujące operatorów radiowych.

Książka przeznaczona jest przede wszystkim dla operatorów radiowych, techników oraz radioamatorów; może też być pomocna dla uczniów technikum radiokomunikacyjnego.

Cena zł. 5

Władysław Sobczyk — Konserwacja telefonicznych urządzeń abonenckich. Wydawnictwa Komunikacyjne, 1957 r., wyd. I, str. 356, format A-5, cena 27 zł. cena 27 zł.

Każde urządzenie, a urządzenia telefoniczne w szczególności wymagają systematycznej i dokładnej konserwacji. W dużej mierze od tego przecież zależy funkcjonowanie tych urządzeń. Temu właśnie zagadnieniu, zagadnieniu konserwacji, poświęcona jest niniejsza praca. Podane są tu opisy budowy urządzeń telefonicznych, zasady ich działania oraz sposoby konserwacji. Nie zapomniano też o takich sprawach, jak organizacja kontroli i bezpieczeństwa pracy. Trzeba tu zaznaczyć, że niektóre opisy telefonicznych urządzeń obliczone są na czytelników, którzy już znają najprostsze prawa elektrotechniki.

Książka została wydana dla konserwatorów telefonicznych urządzeń abonenckich, chociaż i inni pracownicy telekomunikacji powinni z niej skorzystać.

*

A.M. Chalfin — Podstawy techniki telewizyjnej (tłumaczenie z ros.). Wydawnictwa Komunikacyjne, 1958 r., wyd. I, 475 str., format B5, cena 60 zł.

Treść książki obejmuje zagadnienia budowy i pracy elementów składowych toru odbiorczo-nadawczego współczesnych systemów telewizyjnych. Podane tu są ogólne podstawy telewizji, wiadomości o własnościach wzroku, optyce świetlnej i elektronowej, zjawisku fotoelektronowym. Oprócz tego przedstawiono teorię i obliczanie wzmacniaczy wizyjnych, opisano budowę i działanie elektronówek odbiorczych i nadawczych, odbiorników i nadajników różnych systemów telewizyjnych. Omówiono tu także telewizję barwną.

Książka przeznaczona jest dla inżynierów, techników i zaawansowanych radioamatorów oraz może służyć za podręcznik dla studentów politechniki i uczniów średnich szkół zawodowych.

*

Janusz Komenda — „Przyrząd do badania lamp". Wyd. I, poz. II, format A5, stron 94, rys. 56, nakład 20 000 egz. cena 10 zł.

Książka w przystępnej formie podaje łatwe sposoby badania lamp elektronowych, omawia zasady działania przyrządów spotykanych w kraju oraz ułatwia samodzielną budowę prostych przyrządów do badania lamp elektronowych w oparciu o możliwości radioamatorskie i sprzęt spotykany na rynku krajowym. Praca przeznaczona jest dla radioamatorów oraz pracowników warsztatów naprawczych sprzętu radiowego.

Bolesław Urbański

SILNICZKI ELEKTRYCZNE GRAMOFONOWE I MAGNETOFONOWE

cena 5 zł

Do nabycia w księgarniach „Domu Książki"

Wydawnictwa Komunikacyjne